E 2040/1

R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 27 • Nr. 1 • IANUARIE 1979

TÎRGUL DIN LEIPZIG
REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ
11.-18.3.1979

Date de astăzi pentru mîine...

... se oferă în anul 1979 la Tîrgul de primăvară de la Leipzig în domeniul prelucrării datelor pentru maşini de birou:

- întreprinderi importatoare din circa 20 de ţări prezintă stadiul de dezvoltare tehnico-ştiinţifică în acest domeniu;
- ofertele "prelucrări de date" sînt evidenţiate de grupe de specialitate;
- branşele industriale învecinate permit orientarea, informarea şi repartizarea;
- sesiuni şi comunicări permit cunoaşterea stadiului şi a noutăţilor în acest domeniu.

Reţineţi deci aceste date: 11-18 martie 1979

TÎRGUL DIN LEIPZIG !

Informaţii de călătorie şi legitimaţii de tîrg obţineţi prin ONT-Carpaţi sau prin Secţia Comercială a Ambasadei R. D. G. în R. S. România, str. Dumbrava Roşie nr. 4 Bucureşti.

ONT-Carpaţi organizează, de asemenea, vizite pentru grupuri de specialişti cu participarea gratuită la sesiunile de comunicări.

PUBLICOM

1979 FEB 21

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 27 Nr. 1 ianuarie 1979

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 537.32

CONVERSIA ENERGIEI
STOCAJUL ENERGIEI
FOTOELECTROLIZĂ

Moraru, D., Teodorcanu, D., Teodoreanu, M. : **Conversia şi stocajul energiei solare prin fotoelectroliza apei.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, ian 1979, p. 1

Se prezintă avantajele potenţiale ale conversiei energiei solare prin fotoelectroliza apei, ca şi stadiul cercetărilor în acest domeniu ; sînt analizate principalele rezultate obţinute, precum şi perspectivele acestui mod de conversie.

CZ. 621.356.035.01

BATERII DE MARE CAPACITATE
ELECTROLIT TOPIT
STOCAREA ENERGIEI ELECTRICE

Cristea, P. : **Stocarea electrică a energiei solare.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, ian 1979, p. 9

Sînt analizate principalele modalităţi de stocare a energiei sub formă electrochimică, atît pentru scopuri energetice, cît şi pentru tracţiunea electrică. Sînt prezentate comparativ caracteristicile de bază ale bateriilor electrice de mare capacitate, cu electrolit topit, punîndu-se accentul pe bateria de tipul LiAl/LiCl — KCl/FeS.

CZ 536.63

STOCARE TERMICĂ
CĂLDURĂ DE TOPIRE

Zuca, S., Ene, N. : **Stocarea energiei termice solare prin schimbare de fază.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, ian 1979, p. 15

Prin evaluări proprii de laborator s-au selectat o serie de substanţe care asigură o stocare eficientă a energiei termice sub formă de căldură latentă de topire. Criteriile de selectare se referă la date termofizice, cinetice, chimice şi economice, iar intervalul de temperatură considerat a fost de 50—100°C. S-a studiat posibilitatea aplicării noilor compuşi selecţionaţi (săruri anorganice hidratate şi compuşi organici), la încălzirea locuinţelor prin stocarea energiei solare.

CZ 621.3.072 : 621.356

ORIENTATOR
BATERIE FOTOVOLTAICĂ

Petrovici, Gh., Moraru, D., Faur, M., Minţi, H. : **Consideraţii privind funcţionarea bateriilor solare cu orientare automată.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, ian 1979, p. 19

Este prezentată oportunitatea utilizării bateriilor solare funcţionînd în regim de radiaţie neconcentrată, cu un sistem de urmărire automată a mişcării aparente a soarelui. Este dat bilanţul energetic al sistemului.

CZ 621.362

MODULE TERMOELECTRICE

Jaklovszky, J., Aldica, Gh. : **Măsurarea directă a rezistenţei electrice interne a modulelor termoelectrice.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, ian 1979, p. 23

În articol se propune o metodă de măsurare a rezistenţei electrice interne a modulelor termoelectrice.

CZ.621.3.013 : 538.311

CÎMP MAGNETIC
REACTANŢE
MAŞINI SINCRONE
CALCUL

Constantin, E., Radu, D. : **Contribuţii la calculul cîmpului magnetic şi al reactanţelor la maşinile sincrone cu excitaţie supraconductoare.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, ian 1979, p. 25

În lucrare s-au dedus expresiile de calcul al inducţiei magnetice în diferitele porţiuni ale unei maşini sincrone cu excitaţie supraconductoare şi unii parametri ai acestor maşini.

CZ 621.316.53 : 621.35

ARC ELECTRIC
COTACTOR
CAMERĂ DE STINGERE

Truşcă, V., Popescu, M. : **Cercetări experimentale privind îmbunătăţirea comutaţiei la contactoarele de regim greu.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, ian 1979, p. 33

Se prezintă cercetări experimentale comparative pentru selectarea unui dispozitiv de stingere a arcului electric cu eficienţă mărită.

NOTĂ 38

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. **dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing.** V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. **CORLĂŢEANU** ; prof. dr. ing. **T. DORDEA** ;prof. dr. ing. **M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing.** M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. **HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ;** ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. Popa ; **prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ;** ing. M. SÎRBU ; dr. ing. **VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU,** redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.),* **organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini,** apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.),* al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, *(I.C.P.E.).* Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 699, Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976, conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă – Bucureşti – Str. 30 Decembrie nr. 1.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 537.32

КОНВЕРСИЯ ЭНЕРГИИ
СКЛАДЫВАНИЕ ЭНЕРГИИ
ФОТОЭЛЕКТРОЛИЗ

Морару, Д., Теодоряну, Д., Теодоряну, М.: **Конверсия и складывание солнечной энергии при помощи фотоэлектролизы воды.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** № 1, январь 1979, стр. 1

Изложены потенциальные выгоды конверсии солнечной энергии фотоэлектролизом воды, стадия исследований в этой области; проанализированы главные достигнутые результаты, а также перспективы такого рода конверсии.

УДК 621.356.035.01

ВЫСОКОМОЩНОСТНЫЕ БАТАРЕИ
ПЛАВЛЕННЫЙ ЭЛЕКТРОЛИТ
СКЛАДЫВАНИЕ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Кристя, П.: **Электрическое складывание солнечной энергии.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** № 1, январь 1979, стр. 9

Проанализированы основные методы складывания энергии электрохимической формой, как для энергетических целей, так и для электрической тяги. Сравнительно изложены основные характеристики высокомощностных электрических батарей с плавленным электролитом, основываясь на батарею типа ЛиАл/ЛиХ — Кх/ФеС.

УДК 536.63

ТЕРМИЧЕСКОЕ СКЛАДЫВАНИЕ
ТЕПЛОТА ПЛАВЛЕНИЯ

Зука, С., Эне, Н.: **Складывание солнечной теплоэнергии методом фазисного изменения.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27.** № 1, январь 1979, стр. 15

Собственными лабораторными оценками, избран ряд веществ, осуществляющих действенное складывание теплоэнергии в форме скрытой теплоты плавления. Критерии отбора касаются термофизических, кинетических, химических и экономических данных, а учтённый интервал температуры достиг 50—100°С. Была изучена возможность применения новых отобранных смесей (неорганических гидратных солей и органических смесей), к нагреванию жилищ складыванием солнечной энергии.

УДК 621.3.072 : 621.356

ОРИЕНТАТОР
ФОТОВОЛЬТНАЯ БАТАРЕЯ

Петрович, Г., Морару, Д., Фаур, М., Минци, Х.: **Рассмотрения над функционированием солнечных батарей с автоматическим ориентированием.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27.** № 1, январь 1979, стр. 19

Представлена уместность использования солнечных батарей, функционирующих неконцентрированным радиационным режимом, с системой автоватического обследования видимого движения солнца. Изложен энергетический итог системы.

УДК 621.362

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МОДУЛИ

Яковский, Ж., Алдика, Г.: **Прямое измерение внутренней электрической прочности термоэлектрических модулей.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** № 1, январь 1979, стр. 23

В статье предложен метод измерения внутренней электрической прочности термоэлетрических модулей.

УДК 621.3.013.538.311

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
РЕАКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ
СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ
РАССЧЁТ

Константин, Е., Раду, Д.: **Вклады в расчёте магнитного поля и реактивных сопротивлений у машин со сверхпроводническим возбуждением.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27.** № 1, январь 1979, стр. 25

В работе отмечены расчётеные выражения магнитной индуктивности в разных местах синхронной машины.

УДК 621.316.53 : 621.35

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ДУГА
КОНТАКТОР
ДУГОГАСИТЕЛЬНАЯ КАМЕРА

Трушкэ, В., Попеску, М.: **Опытные исследования улучшения коммутации у контакторов тяжёлого режима.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** № 1, январь 1979 стр. 33

В работе изложены опытные сравнительные исследования в целях отбора дугогасительной установки высокой эффективности.

НОТЫ 38

INHALT

DK 537.32

UMWANDLUNG DER ENERGIE
EINLAGERUNG DER ENERGIE
PHOTOELEKTROLYSE

Moraru, D., Teodorcanu, D., Teodorcanu, M.: **Umwandlung und Lagerung der Sonnenenergie durch Photoelektrolyse des Wassers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** Nr. 1, Januar 1979, S. 1

Es werden die potentielle Vorteile der Umwandlung der Sonnenenergie durch die Photoelektrolyse des Wassers, wie auch das Stadium der Forschungen in diesem Gebiet, beschrieben; es werden die wichtigsten, erhaltenen Ergebnisse, wie auch die Aussichten dieser Umwandlungsform, analysiert.

DK 621.356.035.01

BATTERIEN GROSSER KAPAZITÄT
GESCHMELZTER ELEKTROLYT
EINLAGERUNG ELEKTRISCHER
ENERGIE

Cristea, P.: **Elektrische Lagerung der Sonnenenergie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** Nr. 1, Januar 1979, S. 9

Es werden die Hauptmodalitäten der Einlagerung der Energie in elektrochemischer Form, für energetischen Zwecke, wie auch für elektrischen Zug, analysiert. Es werden aufgrund Vergleich, die Haupteigenschaften der elektrischen Batterien grosser Kapazität, mit geschmelztem Elektrolyt, vorwiegend, die Batterie, Typ LiAl/LiCl — KCl/FeS, beschrieben.

DK 536.63

WÄRMEEINLAGERUNG
SCHMELZWÄRME

Zuca, S., Ene, N.: **Einlagerung der Sonnenwärmeenergie mittels Phasenwechsel.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** Nr. 1. Januar 1979, S. 15

Durch eigene Laboratoriumabschätzungen, wurden eine Reiche von Werkstoffen, welche eine wirksame Einlagerung der Wärmeenergie in Form von latenter Schmelzwärme versichern, ausgewählt. Die Auswahlkriterien beziehen sich auf thermophysischen, kinetischen, chemischen und wirtschaftlichen Angaben; das im Betracht genommene Temperaturbereich war von 50—100°. Es wurde die Möglichkeit der Anwendung der neuausgewählten Verbindungen (anorganische, hidratierte Salze und organische Verbindungen, zur Beheizung der Wohnungen durch Einlagerung der Sonnenenerrgie, studiert.

DK 621.3.072 : 621.356

ORIENTIERER
PHOTOVOLTAISCHE BATTERIE

Petrovici, Gh., Moraru, D., Faur, M., Minți, H. : **Betrachtungen bezüglich des Betriebes der Sonnenbatterien mit automatischer Orientierung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** Nr. 1, Januar 1979, S. 19

Es wird die Opportunität der Anwendung von Sonnenbatterien, die in einer Umgebung von nichtkonzentrierter Strahlung, in einem System von automatischer Verfolgung der Scheinbewegung, arbeiten, dargestellt. Es wird der energetische Bilanz des Systems, angegeben.

DK 621.362

THERMOELEKTRISCHE MODU'

Jaklovszky, J., Aldica, Gh.: **Direkte Messung des inneren elektrischen Widerstandes der thermoelektrischen Module.**

E.E.A. – **Electrotehnica 2** . Nr. 1, Januar 1979, S. 23

Im vorliegenden Aufsatz, wird eine Methode zur Messung des inneren Widerstandes der thermoelektrischen Module, vorgeschlagen.

DK 621.3.013.538.311

MAGNETISCHES FELD
BLINDWIDERSTÄNDE
SYNCHRONMASCHINEN
BERECHNUNG

Constantin, E., Radu, D. : **Beiträge zur Berechnung des magnetischen Feldes und der Blindwiderstände bei Synchronmaschinen mit über leitender Erregung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** Nr. 1, Januar 1979, S. 25

Im Aufsatz werden die Berechnungsformeln der magnetischen Induktion in verschiedenen Stellen einer Synchronmaschine mit überleitender Erregung, wie auch einige Parameter dieser Machine, abgeleitet.

DK 621.316.53.621.35

LICHTBOGEN
EINSCHALTER
LÖSCHKAMMER

Trușcă, V., Popescu, M. : **Experimentelle Forschungen bezüglich Verbesserung der Umschaltung bei Einschalter im schweren Betrieb.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** Nr. 1, Januar 1979, S. 33

Im Aufsatz werden vergleichende experimentelle Forschungen zur Auswahl einer Löschanlage eines Lichtbogens mit vergrösserter Wirksamkeit, beschrieben.

DATEN 38

CONTENTS

DC 537.32.

ENERGY CONVERSION
ENERGY STORAGE
PHOTOELECTROLYSIS

Moraru, D., Teodoreanu, D., Teodoreanu, M. : **Solar Energy Conversion and Storage through Water Electrolysis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 1

It presents the potential advantages of solar energy conversion by means of water electrolysis, along with the level reached by the research in this field ; the main obtained results, together with the perspectives of this method of conversion are analysed.

DC 62 . 56.635.01

BIG CAPACITY CELLS
MELT ELECTROLIT
ELECTRICAL ENERGY STORAGE

Cristea, P. : **Solar Energy Electrical Storage.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1978, p. 9

The main methods for energy storage (in electrochemical state) both for energetical purposes and electrical traction are analysed. The basic characteristics of big capacity cells, with melt electrolit, with emphasis upon LiAl/LiCl—KCl/FeS types, are compared.

DC 536.63

THERMAL STORAGE
MELTING HEAT

Zuca, S., Ene, N. : **Thermal Solar Energy Storage by Means of Phase Changing.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 15

By means of own laboratory-evaluation, a series of substances which ensure a proper thermal energy storage (in latental melting heat state) have been selected. The selecting criteria refer to thermophysical, kinetical, chemical and economical data, and the temperature period investigated was of 50—100°C. The possibility to apply these new selected compounds (anorganical hydratated salts and organical compounds) to home-heating by means of solar energy storage has been studied.

DC 621.3.072 : 621.356

COMPUTER
POLYVOLTAIC CELL

Petrovici, Gh., Moraru, D., Faur, M., Minți, H. : **Considerations on Automatically Orientating Solar Cells.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan 1979, p. 19

The opportunity of using the solar cells working in nonconcentrated radiations régime, with an automatic system of following the apparent movement of the sun is presented. The energetical sum of the system is presented.

DC 621.362

THERMOELECTRICAL MODULES

Jaklovszky, J., Aldica, Gh. : **The Direct Measurement of the Internal Electrical Resistance of the Thermoelectrical Modules.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 23

The article proposes a method of measuring the electrical internal resistance of the thermoelectrical modules.

DC 621.3.013 : 538.311

MAGNETIC FIELD
REACTANCE
SYNCHRONOUS MACHINES
COMPUTATION

Constantin, E., Radu, D. : **Contributions to the Computation of the Electric Field and of the Reactance at the Superconducting Excitation Synchronous Machines.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 25

In the paper, the computing expressions of the magnetic induction in different parts of a superconducting excitation synchronous machine and some of its parameters have been inferred.

DC 621.316.53 : 621.35

ARC
CONTACTOR
BLOW OUT CHAMBER

Trușcă, V., Popescu, M. : **Experimental Research on the Commutation Improvement at Heavy Régime Contactors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 33

Comparative experimental research for selecting on arc blow-out device with encreased efficiency is presented.

NOTE 38

SOMMAIRE

CD 537.32

CONVERSION DE L'ENERGIE
STOCAGE DE L'ENERGIE
PHOTOELECTROLYSE

Moraru, D., Teodoreanu, D., Teodoreanu, M.: **Conversion et stocage de l'énergie solaire par la photoélectrolyse de l'eau.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 1

On présente les avantages potentiaux de la conversion de l'énergie solaire par la photoélectrolyse de l'eau, ainsi que la situation des recherches dans ce domaine ; on analyse les principaux résultats obtenus, tout comme les perspectives de ce mode de conversion.

CD 621.356.035.01

BATTERIE DE GRANDE CAPACITE
ELECTROLYTE FONDU
STOCAGE DE L'ENERGIE ELECTRIQUE

Cristea, P. : **Le stocage électrique de l'énergie solaire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 9

On analyse les modalités principales de stocage de l'énergie sous forme électrochimique, tant pour des buts énergétiques, que pour la traction électrique. On présente d'une manière comparative les caractéristiques fondamentales des batteries électriques de grande capacité, à électrolyte fondu, en insistant sur la batterie de type LiAl/LiCl—KCl/FeS.

CD 536.63

STOCAGE TERMIQUE
CHALEUR DE FUSION

Zuca, S., Ene, N. : **Stocage de l'énergie thermique solaire par changement de phase.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 15

A l'aide des évaluations propres de laboratoire on a sélecté une série de substances qui assurent un stocage efficient de l'énergie thermique sous la forme de chaleur latente de fusion. Des critères de sélection se rapportent aux données thermophysiques, cinétiques, chimiques et économiques et l'intervalle de témperature considéré a été de 50—100°C. On a étudié la possibilité d'utiliser les nouveaux composants sélectionnés (sels inorganiques hidratés et composants organiques) au chauffage des logements par le stocage de l'énergie solaire.

CD 621.3.072 : 621.356

ORIENTATEUR
BATTERIE PHOTOVOLTAIQUE

Petrovici, Gh., Moraru, D., Faur, M., Minţi, H. : **Considerations sur le fonctionnement des batteries solaires à orientation automatique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 19

On présente l'opportunité de l'utilisation des batteries solaires fonctionnant en régime de radiation nonconcentrée, avec un système pour la surveillance, du mouvement apparent du soleil. On donne le bilan énergétique du systeme.

CD 621.362

MODULES THERMOELECTRIQUES

Jaklovszky, J., Aldica, Gh. : **La mesure directe de la résistance électrique interne des modules thermoélectriques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 23

On propose dans l'article une méthode de mesure de la résistance électrique interne des modules thermoélectriques.

CD 621.3.013 : 538.311

CHAMP MAGNETIQUE
REACTANCE
MACHINES SYNCHRONES
CALCUL

Constantin, E., Radu, D. : **Contributions au calcul du champ magnétique et des réactances aux machines synchrones à excitation superconductrice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 25

On a déduit dans l'ouvrage les expressions de calcul de l'induction magnétique dans les différentes parties d'une machine synchrone à excitation superconductrice et certains paramètres de ces machines.

CD 621.316.53 : 621.35

ARC ELECTRIQUE
CONTACTEUR
CHAMBRE D'EXTINCTION

Truşcă, V., Popescu, M. : **Recherches expérimentales concernant l'amélioration de la commutation aux contacteurs de régime difficile.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 1, jan. 1979, p. 33

On présente dans l'ouvrage les recherches expérimentalles comparatives pour la sélection d'un dispositif visant l'extinction de l'arc électrique à l'e icience accrue.

NOTES 38

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

OGRGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 1

CZ 537.32

CONVERSIA ENERGIEI
STOCAJUL ENERGIEI
FOTOELECTROLIZĂ

Conversia şi stocajul energiei solare prin fotoelectroliza apei

DOINA MORARU, DAN TEODOREANU, MARIA TEODOREANU * — Bucureşti

Introducere

Conversia pe scară largă a energiei solare în energie electrică cu celule fotovoltaice va putea deveni o realitate în măsura în care vor fi îndeplinite următoarele condiţii :

1 — reducerea de aproximativ 30 de ori a costului actual al celulelor fotovoltaice ;

2 — punerea la punct a unui sistem de stocaj al energiei, la un preţ care să menţină sistemul conversie-stocaj în limite competitive cu sursele clasice de energie.

Prima condiţie înseamnă apariţia unei a doua generaţii de celule fotovoltaice cu materiale policristaline sau amorfe care să necesite o tehnologie mai puţin costisitoare decît a celulelor cu siliciu monocristalin. Randamentele obţinute în laborator, cu celule de siliciu policristalin sau amorf, cu joncţiuni Cu_2S—CdS sau CdTe—CdS se situează în domeniul 5—10% [1].

Pentru îndeplinirea celei de a doua condiţii, se au în vedere următoarele soluţii, [2] :

a — stocajul în produse chimice, obţinute cu ajutorul energiei electrice furnizate de bateriile solare, care apoi să fie folosite pentru producerea de energie electrică, fie prin combustie, fie în diferite tipuri de pile electrochimice ;

b — stocajul electric în baterii de mare capacitate cu electrolit din săruri topite (Na-S, Li-S, Li-Cl) ;

c — stocajul mecanic, în aer comprimat sau în sisteme hidroelectrice.

O soluţie care are perspectiva de a rezolva simultan ieftinirea producerii energiei electrice prin fotoconversie şi, în acelaşi timp, stocajul energiei, este fotoelectroliza apei. Fotocurentul produs la interfaţa electrod semiconductor/electrolit apos, la care apare o barieră de potenţial, descompune apa în hidrogen, care se degajă la catod, şi oxigen, care se degajă la anod. Ciclul de conversie complet poate fi reprezentat sub forma schemei din figura 1.

Interesul pentru acest tip de conversie este justificat de următoarele argumente :

— structura fotovoltaică se realizează prin contactul electrodului semiconductor cu electrolitul, deci, tehnologia unei celule fotoelectrolitice este simplă şi ieftină ;

— în scurtcircuit o celulă fotoelectrolitică produce o energie diferită de zero şi anume echivalentă cu energia chimică conţinută în hidrogenul degajat ;

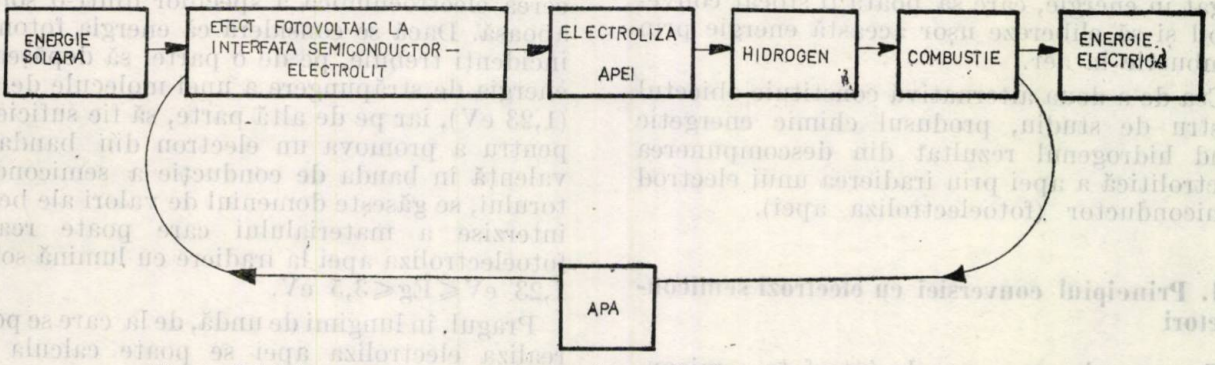


Fig. 1. Ciclul de conversie a energiei solare în energie electrică, prin fotoelectroliza apei.

— stocajul şi transportul energiei este asigurat de hidrogen ;

— combustia hidrogenului produce apă, deci, ciclul de conversie este total nepoluant.

Studiile asupra efectului fotovoltaic la interfaţa electrod semiconductor/electrolit au de-

* Dr. fiz. *Moraru, D.* este cercetător principal, *Teodoreanu, D.* şi *Teodoreanu, M.* sînt fizicieni la ICPE — Bucureşti.

monstrat deja posibilitatea obținerii unor randamente de conversie a energiei solare competitive cu cele ale celulelor fotovoltaice cu semiconductori policristalini sau amorfi, deși posibilitatea acestui mod de conversie a fost semnalată numai în anul 1972, [3]. Aprofundarea fenomenelor la interfața electrod/electrolit, precum și cercetări asupra materialelor electrozilor, pot aduce, în continuare, rezultate interesante atît în ceea ce privește performanțele celulelor fotoelectrolitice, cît și costul acestora și, deci, perspectivele de utilizare pe scară largă.

Pentru a asista la un proces de conversie a energiei luminoase în energie electrică este necesar să se creeze purtători liberi de sarcină într-o regiune unde există un cîmp electric. Această situație apare la interfața semiconductor/electrolit, unde se formează un strat de sarcină spațială ca parte componentă a stratului electric dublu (strat dublu Helmholtz) de la contactul celor două faze și care dă naștere potențialului de electrod și cîmpului electric corespunzător.

Acest cîmp electric al regiunii de sarcină spațială reprezintă forța electromotoare pentru fotocurenții și fototensiunile ce apar în sistemul electrod semiconductor/electrolit, în analogie deplină cu fotoefectele din joncțiunile $p-n$ semiconductoare sau din barierele Schottky.

Iradierea sistemului electrod semiconductor/electrolit produce fie o modificare a potențialului de electrod (în circuit deschis), fie o variație a fluxului de purtători de sarcină (în circuit închis). Ca urmare, sistemul respectiv — celula electrochimică — poate fi folosit în două scopuri:

— pentru producerea directă a energiei electrice (pila fotogalvanică);

— pentru obținerea unui produs chimic bogat în energie, care să poată fi stocat convenabil și să elibereze ușor această energie prin combustie în aer.

Cea de a doua alternativă constituie obiectul nostru de studiu, produsul chimic energetic fiind hidrogenul rezultat din descompunerea electrolitică a apei prin iradierea unui electrod semiconductor (fotoelectroliza apei).

1. Principiul conversiei cu electrozi semiconductori

Fenomenele care apar la interfața semiconductor/electrolit sînt fenomene de injecție a purtătorilor minoritari de neechilibru, la iradierea electrodului cu fotoni de energie mai mare decît banda interzisă a semiconductorului. Modelul energetic prin care s-a putut da o explicație calitativă a acestor fenomene a fost modelul fenomenelor de contact dintre un metal și un semiconductor (bariera Schottky), [4]. Analogia este în particular valabilă cînd cinetica reacției la interfață se poate neglija.

Din punct de vedere electrochimic, apa este un lichid instabil, cu o tensiune de străpungere (de descompunere în H_2 și O_2) de numai 1,23 V. Descompunerea electrochimică a apei necesită acțiunea succesivă (nu simultană) a doi electroni. La anod și catod se produc oxigenul și respectiv hidrogenul, prin intermediul speciilor neutre instabile $OH^{\cdot}$ și $H^{\cdot}$.

Există următoarele succesiuni, la cei doi electrozi:

— la anod — reacție de oxidare, cu degajarea oxigenului:

$$OH^- \rightarrow OH^{\cdot} + e^-$$

$$OH^{\cdot} + OH^- \rightarrow H_2O_2 + e^-$$

$$H_2O_2 \rightarrow HOO^{\cdot} + H^+ + e^-$$

$$HOO^{\cdot} \rightarrow O_2^- + H^+ + e^-$$

$$O_2^- \rightarrow O_2\uparrow + e^-$$

$$2OH^- \rightarrow O_2\uparrow + 2H^+ + 4e^-;$$

— la catod — reacție de reducere, cu degajarea hidrogenului:

$$H^+ + e^- \rightarrow H^{\cdot}$$

$$H^{\cdot} + H^+ + e^- \rightarrow H_2\uparrow$$

$$2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2\uparrow.$$

Faptul că descompunerea unei molecule de apă necesită acțiunea a doi electroni, sugerează că este posibil să se găsească un electrod fotosensibil care să realizeze o străpungere fotoelectrochimică a apei sub influența a două cuante de lumină.

Electrozii semiconductori pot folosi acestui scop provocînd, la iluminare, oxidarea și reducerea electrochimică a speciilor dintr-o soluție apoasă. Dacă se consideră că energia fotonilor incidenți trebuie, pe de o parte, să depășească energia de străpungere a unei molecule de apă (1,23 eV), iar pe de altă parte, să fie suficientă pentru a promova un electron din banda de valență în banda de conducție a semiconductorului, se găsește domeniul de valori ale benzii interzise a materialului care poate realiza fotoelectroliza apei la iradiere cu lumină solară $1{,}23\ \text{eV} \leqslant Eg \leqslant 3{,}5\ \text{eV}$.

Pragul, în lungimi de undă, de la care se poate realiza electroliza apei se poate calcula [5] după relația:

$$\lambda_{max} = n\, N_0\, h\, c\eta/\Delta G, \qquad (1)$$

unde n este numărul de electroni care participă la reacție pentru o moleculă de combustibil; η — fracțiunea din energia fotonilor la λ_{max}, care este convertită în energie liberă a combus-

tibilului; N_0 — numărul lui Avogadro; h — constanta lui Planck; c — viteza luminii; ΔG — variaţia energiei libere Gibbs în reacţia de producere a combustibilului.

Pentru reacţia:

$$H_2O \xrightarrow{h\nu} H_2 + \frac{1}{2} O_2,$$

$n = 2$, iar $\Delta G = 237{,}2$ kJ/mol. Pragul pentru $\eta = 40\%$ şi 70% este reprezentat în figura 2.

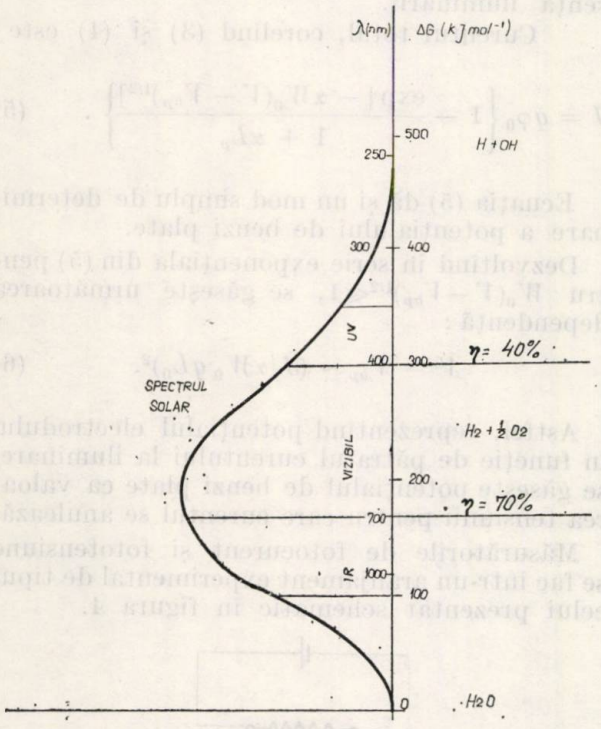


Fig. 2. Analiza energetică a reacţiei de fotoelectroliză a apei: $H_2O \xrightarrow[\Delta G]{h\nu} H_2\uparrow + 1/2\ O_2\uparrow$ $\Delta G = 237$ kJ/mol (energia necesară descompunerii unei molecule-gram de apă).

Deoarece un randament de conversie de 70% este puţin probabil, lungimea de undă prag este mai probabil apropiată de domeniul ultraviolet al spectrului, care reprezintă o fracţiune mică din spectrul solar. O suprapunere mai bună cu spectrul solar a lungimilor de undă, la care poate avea loc fotoelectroliza apei, s-ar putea realiza prin participarea mai multor electroni la reacţie, deci, prin mai multe procese fotochimice. O soluţie posibilă ar fi electroliza apei prin iluminarea simultană a doi electrozi semiconductori cu bandă interzisă mai mică. În acest caz $n = 4$ şi pentru un randament de conversie de 40%, $\lambda_{max} = 800$ nm, deci, spectrul solar s-ar putea folosi practic integral.

Esenţial pentru explicarea proceselor ce au loc în sistemul electrod semiconductor/electrolit, este faptul că, la stabilirea echilibrului termodinamic la contactul celor două faze în absenţa iluminării, potenţialul electrochimic al semiconductorului, E_F şi al electrolitului, E_{redox} trebuie să fie egale. Pentru semiconductorul E_F reprezintă nivelul Fermi, iar pentru electrolit, E_{redox} reprezintă potenţialul redox real al sistemului chimic ($2H^+ + 2e^- = H_2\uparrow$) în echilibru cu semiconductorul, [6].

Egalarea nivelelor E_F şi E_{redox} are loc pe seama unui transfer de sarcini de la un material către celălalt. În regiunea de contact apare o sărăcire în purtători majoritari şi, corespunzător, o curbare a benzilor de energie. În figura 3 este reprezentat sistemul „electrod (anod) semiconductor de tip n/electrolit apos/catod metalic", la contact, după stabilirea echilibrului termodinamic.

Într-o bună aproximaţie se consideră că, la contactul semiconductor/electrolit apos doar concentraţiile purtătorilor din semiconductor se modifică şi că, deci, căderea de potenţial la interfaţă are loc în întregime în semiconductor.

La o valoare particulară a potenţialului redox al electrolitului nu apare nici o sarcină în exces la contactul cu semiconductorul şi, deci, benzile nu se curbează. Potenţialul respectiv, pentru care benzile energetice sînt plate atît în volumul semiconductorului, cît şi la interfaţă se numeşte „potenţial de benzi plate", V_{bp}. Valoarea sa depinde de proprietăţile semiconductorului şi de compoziţia electrolitului, deoarece straturile dublu ionice sau straturile de dipoli orientaţi care se formează la interfaţă modifică lucrul de transfer al sarcinilor spre electrolit.

Dacă pe suprafaţa semiconductorului cade lumină cu energie $h\nu \geqslant Eg$, se crează perechi libere electron-gol, prin excitarea electronilor din banda de valenţă în banda de conducţie. Cîmpul electric al stratului de sarcină spaţială de la interfaţă (şi care aici este orientat dinspre semiconductor spre electrolit) face ca purtă-

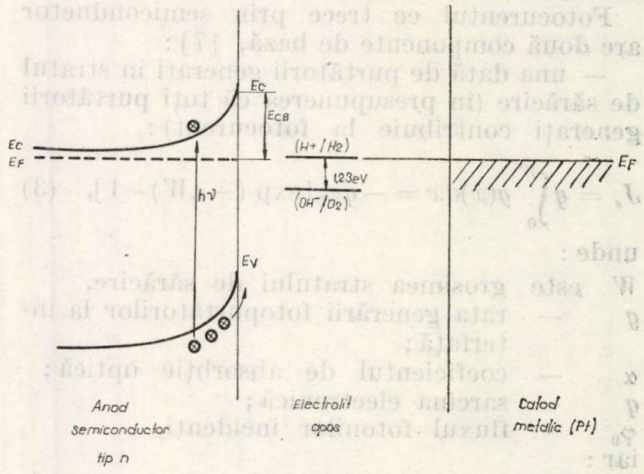


Fig. 3. Diagrama nivelelor energetice ale sistemului semiconductor/electrolit/metal;
E_F = nivelul Fermi,
E_{cb} = curbura maximă a benzilor de energie ale semiconductorului;
E_c, E_v = marginile benzilor de conducţie, respectiv de valenţă ale semiconductorului.

torii fotogeneraţi să se dirijeze în direcţii opuse (electronii spre volumul semiconductorului, iar golurile spre electrolit). Aceasta împiedică, pe de o parte, recombinarea purtătorilor fotogeneraţi, iar în plus, barierea E_{cb} dată de curbarea benzilor, împiedică reacţia inversă a electronilor excitaţi cu ionii pozitivi ai electrolitului. Există, aşadar, un fotocurent efectiv de goluri şi un fotocurent efectiv de electroni, consecinţă a curbării benzilor energetice ale semiconductorului datorită decalajului iniţial dintre nivelul E_F şi E_{redox}.

Capacitatea unui semiconductor de a separa eficient sarcinile fotogenerate în imediata apropiere a interfeţei este dată de mărimea potenţialului de benzi plate.

Curbarea benzilor de energie ale semiconductoarelor V_{cb} este dată de :

$$V_{cb} = V - (V_F)_{bp}, \qquad (2)$$

unde V este potenţialul anodului (faţă de un electrod standard, de referinţă), iar $(V_F)_{bp}$ este potenţialul Fermi al semiconductorului în contact cu electrolitul în absenţa curbării benzilor sale de energie (potenţialul de benzi plate). Din (2) se vede că, cu cît potenţialul de benzi plate al anodului este mai negativ, cu atît curbarea benzilor sale este mai mare, iar separarea purtătorilor fotogeneraţi este cu atît mai eficientă.

Semiconductorul de tip n este indicat pentru fotoanod, întrucît purtătorii minoritari care trebuie generaţi la iluminare sînt golurile. În general, semiconductorii de tip n manifestă curenţi anodici foarte mici sau nuli la întuneric dar, deoarece există un număr mare de electroni (majoritari în materialul de tip n), se observă curenţi catodici mari la întuneric şi care nu sînt influenţaţi sensibil de iluminare.

Fotocurentul ce trece prin semiconductor are două componente de bază, [7] :

— una dată de purtătorii generaţi în stratul de sărăcire (în presupunerea că toţi purtătorii generaţi contribuie la fotocurent) :

$$J_s = q\int_0^W g(x)\mathrm{d}x = -q\varphi_0[\exp(-\alpha W)-1], \qquad (3)$$

unde :

W este grosimea stratului de sărăcire,
g — rata generării fotopurtătorilor la interfaţă ;
α — coeficientul de absorbţie optică ;
q — sarcina electronică ;
φ_0 — fluxul fotonilor incidenţi,

iar :

$$W = W_0(V - V_{bp})^{1/2},$$

unde :

$W_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D}}$; cu ε = constanta dielectrică,
N_D = concentraţia impurităţilor donoare ;

— una datorită purtătorilor generaţi în volumul semiconductorului, care difuzează în stratul de sărăcire :

$$J_{\text{dif}} = q\varphi_0 \frac{\alpha \cdot L_p}{1 + \alpha L_p} \exp(-\alpha W) + qp_0 \frac{D_p}{L_p}, \qquad (4)$$

D_p şi L_p sînt, respectiv, coeficientul de difuzie şi lungimea de difuzie ale purtătorilor minoritari (goluri, aici) ;
p_0 — densitatea purtătorilor minoritari în absenţa iluminării.

Curentul total, corelînd (3) şi (4) este :

$$J = q\varphi_0\left\{1 - \frac{\exp[-\alpha W_0(V - V_{bp})^{1/2}]}{1 + \alpha L_p}\right\}. \qquad (5)$$

Ecuaţia (5) dă şi un mod simplu de determinare a potenţialului de benzi plate.

Dezvoltînd în serie exponenţiala din (5) pentru $W_0(V - V_{bp})^{1/2} \ll 1$, se găseşte următoarea dependenţă :

$$V - V_{bp} \sim (J/\alpha W_0 qL_0)^2. \qquad (6)$$

Astfel, reprezentînd potenţialul electrodului în funcţie de pătratul curentului la iluminare, se găseşte potenţialul de benzi plate ca valoarea tensiunii pentru care curentul se anulează.

Măsurătorile de fotocurent şi fototensiune se fac într-un aranjament experimental de tipul celui prezentat schematic în figura 4.

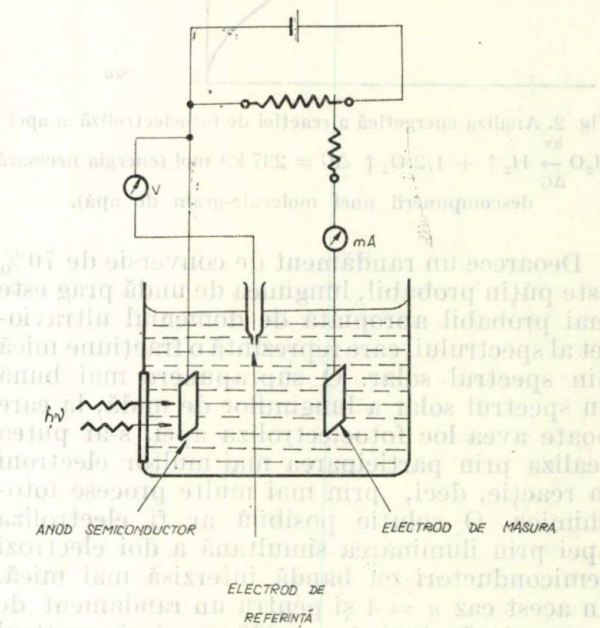


Fig. 4. Schema circuitului electric al unei celule fotoelectrochimice.

Pentru cei mai mulţi semiconductori, potenţialele de benzi plate sînt influenţate de pH-ul electroliţilor aposi într-un mod regulat : potenţialul de benzi plate descreşte liniar

cu creşterea pH-ului, cu o pantă de 60 mV/pH, aproape constantă pentru o clasă mare de semiconductori [6].

Analiza făcută mai sus s-a referit la un semiconductor de tip n, folosit ca fotoanod. Pentru un semiconductor de tip p situaţia este perfect simetrică; curbarea benzilor este opusă semiconductorului de tip n, ceea ce indică posibilitatea folosirii semiconductorului de tip p ca fotocatod într-o înconjurare electrolitică.

Fie că este vorba de conversia luminii în electricitate sau în energie chimică stocată în H_2 şi O_2, unul dintre factorii care determină eficienţa fotocelulei este fototensiunea maximă pe care o poate da aceasta şi care nu depăşeşte V_{cb}.

Pentru a realiza fotoelectroliza apei cu electrozi semiconductori este necesar ca E_{redox} al electrolitului să fie imediat deasupra marginii benzii de valenţă în cazul unui catod semiconductor de tip p şi imediat sub marginea benzii de conducţie pentru un anod semiconductor de tip n.

Cele două nivele energetice corespunzătoare reacţiilor (H^+/H_2) şi (O^-/O_2) de la electroliza apei diferă prin valoarea 1,23 eV. Dacă curbarea benzilor semiconductorului E_{cb} nu depăşeşte 1,23 eV, atunci trebuie aplicat un potenţial de la o sursă externă de putere, în serie cu circuitul exterior pentru a realiza electroliza apei. Dar şi aşa, fotoelectroliza cu un potenţial extern aplicat mai mic de 1,23 V duce la valori pozitive ale eficienţei de conversie.

2. Materiale semiconductoare pentru fotoelectroliza apei

Cea mai mare parte a materialelor semiconductoare folosite ca fotoanozi sînt semiconductoarele de bandă interzisă largă ($E_g \sim 3$ eV), puţin obişnuiţi prin aceea că au mobilităţi ale purtătorilor destul de mici ($\mu \sim 10$ cm^2/Vs). De aici rezultă că şi lungimile de difuzie a purtătorilor minoritari sînt mici în comparaţie cu grosimea stratului de sărăcire.

Pentru a obţine o eficienţă de conversie sesizabilă a fotoelectrolizei este necesar ca absorbţia optică să se facă într-o regiune, de grosime comparabilă cu grosimea stratului de sărăcire. Se constată însă că optimizarea grosimii stratului de sărăcire necesită concentraţii mici ale purtătorilor, cerinţă în contradicţie cu necesitatea reducerii pierderilor rezistive.

Materialele semiconductoare de bandă largă, deşi utilizează la conversie doar o regiune extrem de îngustă a spectrului luminii vizibile, se recomandă datorită stabilităţii lor chimice într-o înconjurare electrochimică. Semiconductoarele de bandă îngustă, pe de altă parte, cum sînt Si, CdS, GaAs etc., deşi materiale excelente pentru conversia fotovoltaică sînt, de regulă, instabile în soluţii şi în particular la iradiere.

Dintre materialele semiconductoare de bandă largă, cei mai studiaţi ca fotoelectrozi sînt oxizii metalelor de tranziţie, [7—12] şi combinaţiile acestora: TiO_2 [3, 15—19], SnO_2[13], Fe_2O_3 [14], $BaTiO_3$ [20,21], $SrTiO_3$ [22], $KTaO_3$ [23].

O altă clasă de compuşi sînt materialele de tipul $A^{III}B^{V}$ (GaP[24, 25], InP [26]) şi $A^{III}B^{VI}$ (CdS [27], CdSe [27, 28], CdTe [29, 30].

Tabelul 1 prezintă sintetic principalele date din literatură asupra performanţelor de laborator ale materialelor semiconductoare utilizate cel mai frecvent ca electrozi în celulele fotoelectrochimice.

Ceea ce interesează, în primul rînd, în etapa actuală a studiilor de materiale este eficienţa de conversie. Astfel, se defineşte eficienţa cuantică externă, ca raportul dintre numărul electronilor care circulă în circuitul exterior celulei la numărul fotonilor incidenţi pe electrodul semiconductor. Numărul de electroni (curentul) se determină fie pentru polarizarea externă nulă a electrodului, faţă de electrodul de referinţă din calomel ($\eta_c^{V=0}$), fie pentru potenţialul electrodului corespunzător curentului de saturaţie (η_c^{sat}).

Pe de altă parte, se defineşte o eficienţă cuantică internă, ca raportul dintre numărul atomilor de hidrogen reduşi la catod şi numărul de electroni din circuitul exterior. De regulă, această eficienţă este de 100%, dacă se iau precauţii pentru îndepărtarea oxigenului dizolvat în electrolit.

Din punct de vedere al consumatorului de energie, ceea ce interesează este eficienţa globală de conversie η definită ca raportul dintre energia chimică stocată în hidrogenul degajat (E_{H_2}) minus energia electrică furnizată din exterior (E_{ext}) şi energia fotonilor incidenţi (corespunzătoare spectrului radiaţiei solare):

$$\eta = \frac{E_{H_2} - E_{ext}}{E_f} . \qquad (7)$$

Echivalentă cu expresia de mai sus este şi definiţia:

$$\eta = \frac{P_{el}}{P_f} , \qquad (8)$$

unde: P_{el} este puterea electrică furnizată de celulă în circuitul exterior;

P_f — puterea fotonilor incidenţi;

cu condiţia ca eficienţa cuantică internă să fie de 100%.

În tabel sînt date valorile maxime ale eficienţelor definite ca mai sus.

Funcţionarea unei celule fotoelectrochimice poate fi caracterizată şi de tensiunea de circuit deschis a celulei (V_{oc}) şi de curentul de scurtcircuit (I_{sc}).

Tipul anodului semiconductor	Preparare, tratamente (chimice, termice),	Dimenisuni anod, S, (cm^2) d, (mm)	(E_g) (eV) Sensibilitate λ, (nm)	ρ, (Ωcm)	Contacte ohmice
$n-TiO_2$ *m.c.*	reducere (H_2,900°C, 3 *h*)	$S = 0{,}785$ $d = 1$	3,06 $\lambda \leqslant 365$	40	In
$n-TiO_2$ *p.c*	sinterizare reducere (vid, 600°C)		3,1 $\lambda \leqslant 420$	10^3	
	filme subțiri (1 200°C, 7 min)	$S = 20$	3,04 $\lambda \leqslant 406$		
$n-TiO_2$ dopat cu Al sau Cr	0,05 % Al / 0,4 % Cr	$S = 4$ $d = 1$	$\lambda \leqslant 360$ / $\lambda \leqslant 550$	0,1 − 1	In
$n-BaTiO_3$ *m.c.*	flux	$S = 0{,}18$	3,3 $\lambda \leqslant 360$	1,8	Cr − Au
$n-BaTiO_3$ *p.c.*	reducere (H_2,1 300°C			10^3	Ag
$n-SrTIO_3$ *m.c.*	reducere (H_2, 900°C)	$S = 1$	3,2 $\lambda \leqslant 390$	0,07	In
n-$KTaO_3$ *m.c.*	reducere dopare Ca	$S = 1{,}95$ $d = 1$ / $S = 1{,}2$	3,5 $\lambda \leqslant 390$		Ga − In
$n-CdS$ *m.c.*	netratat / tratat. chim. ($HCl-HNO_3$)	$S = 0{,}2$	2,4 $\lambda \leqslant 600$	0,1	In
	tratat HCl, 1min.	$S = 0{,}25$ $d = 1$		2 − 6	Ga − In
$n-CdTe$ *p.c.*	dopat cu In	$S = 0{,}3$ $d = 1$	1,52	0,6	In
$n-CdSe$ *m.c.*	netratat / tratat chim. ($HCl-HNO_8$)	$S = 0{,}2$	1,7 $\lambda \leqslant 760$	0,1	In
	tratat.chim. (HNO_3.H_2SO_4, HCl,50°C)	$S = 0{,}25$ $d = 1$	1,7 $\lambda \leqslant 760$	0,1 − 11	Ga − In
$n-CdSe$ *p.c.*	filme subțiri	$d = 5.10^{-5}$			
$n-GaP$ *m.c.*	tratat. chim. (H_2,600°C)	$S = 0{,}5$ $d = 1$	2,25	0,1	Si 2 % + Au 98 %
$n-InP$ *m.c.*		$S = 0{,}25$ $d = 0{,}35$	1,25 $\leqslant 1\,000$	0,005 − 0,016	Ga − In
anod $n-TiO_2$/ catod $p-GaP$	tratat chim. (H_2,200°C)		3,1 / 2,25	3 / 0,3	In Zn 1 % + Au 99 %

Legenda tabelului :

S — suprafața anodului
d — grosimea anodului
Eg — banda interzisă a semiconductorului
λ — lungimea de undă a radiației incidente
ρ — rezistivitatea semiconductorului
m.c. — monocristal

Tabelul 1

Electrolit Anod	Catod	Sursa de radiație P_f, (mW/cm²) λ, (nm)	η_c^{sat} / $\eta_c^{V=0}$, (%)	η, (%)	Debit, (cm³H_2/ *h* cm²)	V_{oc}, (V)	I_{sc}, (mA/cm²)	Stabilitate	Ref.
1NNaOH	1NH_2SO_4	*R.S.* $P_f = 100$		0,4—2		0,6	0,7		
0,5MNaOH	0,5 MNaOH	$P_f = 0,25 - 13$ λ = 365	60 / —					f.b.	16
pH = 8	*pH* = 8	Lampă Hg $P_f = 5$ λ = 281	60 / 1—2					f.b.	17
1MNaOH	0,5 MH_2SO	*R.S.*, $P_f = 40$	— / 1,5	0,8	0,09	0,6	0,2	f.b.	18
5MKOH	1 MH_2SO	*R.S.* $P_f = 105$	80 / —	1,3				f.b	19
5MKOH	5 MKOH	*R.S.* λ = 500	— / 0,35			0,44			
2MNaOH	2 MNaOH	*R.S.* $P_f = 1,1$ λ = 320	30 / 11			0,5	0,004	f.b.	21
pH = 8,9	*pH* = 8,9	*R.S.* λ = 360	8 / 6						20
10 NNaOH	10NNa OH	*R.S.* $P_f = 56,6$	80 / 10	1,8				f.b.	22
8,6 MNaOH	8,6MNaOH	*R.S.* $P_f = 0,11$ λ = 254	47 / —						
		R.S. λ = 300		6	0,28			f.b.	23
0,1 F Na_2S + 0,002 F S + + 0,1F NaOH		*R.S.* $P_f = 76,6$		0,09 / 1,3		0,41 / 0,59	0,68 / 4,1	b.	28
1MNaOH + 1MS + + 1MNa_2S		*R.S.* $P_f = 0,26$ λ = 501		6,8	1,4			b.	27
		$P_f = 48$, λ = 501		1,7					
$SnCl_2$ saturat + HCl		*R.S.* $P_f = 47$			4,8	0,58	10,3	b.	29
0,1F Na_2S + 0,002F S + + 0,1F NaOH		*R.S.* $P_f = 75,1$		0,15 / 8,1		0,33 / 0,73	1,2 / 14		28
1M NaOH + 1M Na_2S + + 1M S		*R.S.* $P_f = 0,4$ λ = 633		9,2				*b.* pt. $I < 16 \frac{mA}{cm^2}$	27
		R.S. $P_f = 100$		2					
		R.S. $P_f = 70$	— / 30	1		0,45	7	*b.*	28
0,2N H_2SO_4		*R.S.* $P_f = 100$			1,7			*s.*	25
0,1M Na_2Te + 5 M NaOH		Laser He—Ne $P_f = 10$, λ = 633		1				*b.* pt. $I < 1 \frac{mA}{cm^2}$	26
0,2 H_2SO_4		*R.S.* $P_f = 100$			0,08				25

p.c. — policristal
R.S. — radiație solară
f.b. — stabilitate foarte bună
b. — stabilitate bună
s. — stabilitate slabă
I — fotocurent

Mărimile experimentale prezentate în tabel sînt obținute în condiții foarte diferite și, pentru a putea face o comparație, se dau date asupra tipului și concentrației electrolitului, a naturii contactelor ohmice, a modului de preparare, tratare a electrozilor, precum și asupra surselor de radiație folosite. În legătură cu aceasta din urmă, în tabel sînt prezentate date asupra puterii radiației incidente (în mW/cm²), precizîndu-se și lungimea de undă în cazul în care radiația este monocromatică.

Din tabel rezultă că randamentele cuantice cele mai ridicate (la saturație) s-au obținut cu n-TiO_2 dopat cu Al și $SrTiO_3$, iar la polarizarea externă nulă a electrodului — cu $SrTiO_3$. Singurele materiale cu care s-a realizat fotoelectroliza apei fără polarizare externă sînt, de altfel, TiO_2, $SrTiO_3$, $KTaO_3$ și $BaTiO_3$. Pentru semiconductorii de tip CdS, CdSe, monocristalini, eficiența cuantică externă este practic 100%.

Randamentele globale de conversie, cele mai mari, la radiație solară sau simulată, de intensități mai mari de 40 mW/cm², s-au obținut cu electrozi din CdSe, CdS, CdTe, $SrTiO_3$ și TiO_2.

Se remarcă însă că electrozii de tipul CdSe, CdTe, CdS sînt instabili, prezentînd fenomene de fotodisociere anodică. Instabilitatea lor a fost ameliorată considerabil prin utilizarea unor electroliți conținînd ioni de sulf, care fac posibilă regenerarea semiconductorilor.

Din datele experimentale rezultă, de asemenea, că tratamentul suprafeței electrodului este critică pentru performanțele sale.

În ceea ce privește materialele cu bandă interzisă largă, a căror stabilitate a fost verificată de foarte mulți experimentatori, problema îmbunătățirii performanțelor revine la sensibilizarea lor în domeniul vizibil al spectrului radiației electromagnetice. Încercările în acest sens, s-au făcut prin doparea cu crom a TiO_2.

În principiu, ar fi fost de așteptat ca folosirea unui material semiconductor și la catod să determine o creștere a eficienței de conversie. Rezultatele experimentale citate în tabel nu confirmă însă acest lucru.

Datele din literatură arată că performanțele electrozilor cu semiconductori policristalini sînt apropiate de cele ale electrozilor cu semiconductori monocristalini. Această remarcă este deosebit de importantă pentru previziunile care se pot face în ceea ce privește simplificarea tehnologiei și, prin urmare, reducerea costului materialelor respective.

Concluzii

Progresele spectaculoase realizate într-un interval de timp relativ scurt, între anii 1972—1977, în ceea ce privește performanțele în conversia energiei luminoase, prin fotoelectroliza apei, au făcut să crească considerabil șansele acestui mod de conversie în competiția pentru utilizarea controlată a energiei solare.

Randamentele obținute în laborator pentru celulele fotoelectrochimice sînt deja competitive cu cele ale celulelor fotovoltaice policristaline și amorfe care reprezintă, de asemenea, o speranță pentru conversia pe scară largă a energiei.

Față de acestea din urmă, celulele fotoelectrolitice prezintă avantajul stocării energiei.

În privința direcțiilor generale de cercetare viitoare, se remarcă :

— în plan teoretic, cele legate de cunoașterea fenomenelor la interfața semiconductor-electrolit ;

— în plan experimental, cele legate de îmbunătățirea performanțelor electrozilor semiconductoare. Se poate prevedea că acestea din urmă se pot realiza prin stabilizarea fotochimică a electrozilor de tipul CdS, CdSe sau prin sensibilizarea în domeniul vizibil a electrozilor de tipul oxizi metalici și compuși de oxizi metalici.

Bibliografie

[1] *Chabbal, R.* ș. a. L'Electricité solaire. In : Courrier du CNRS, hors série du no. 23, Paris, 1977.

[2] *Denton, J. C.* Solar power systems. In : Energy Conversion, vol. **16**, nr. 4, 1975, p. 181—198.

[3] *Fujishima, A.* și *Honda, K.* Electrochemical photolysis of water at a semiconductor electrode. In : Nature, vol. **238**, 1972, p. 37—38.

[4] *Gerischer, H.* Electrochemical photo and solar cells. In : J. Electroanal. Chem. vol. **58**, nr. 1, 1975, p. 263—274.

[5] *Bolton, J. R.* Photochemical conversion and storage of solar energy. În : J. Solid State Chem. vol. **22**, nr. 1, 1977, p. 3—8.

[6] *Gerischer, H.* : Semiconductor electrochemistry. In : Physical Chemistry : An Advance Treatise, vol **IX-A**, cap. V, New York, Academic Press, 1970.

[7] *Butler, M. A.* Photoelectrolysis and physical properties of semiconducting electrode WO_3. În : J. Appl. Phys. vol. **48**, nr. 5, 1977, p. 1 914—1 920.

[8] *Vijh, A. K.* Relationship between band gaps of oxides and the standard electrode potentials of oxide electrodes. In : Electrochimica Acta, vol. **17**, 1972, p. 91—97.

[9] *Kung, H. H., Jarrett, H.S.* și *Ferretti, A.* Semiconducting oxide anodes in photoassisted electrolysis of water. In : J. Appl. Phys. vol. **48**, nr. 6, 1977, p. 2 463—2 469.

[10] *Martin, J. R., Olier, R.* și *Clechet, P.* Comportament photoélectrochimique des oxides semi-conducteurs. In : J. de Physique, Colloque C5, supl. nr. 11, 1977, p. 271—276.

[11] *Okuda, M., Yoshida, K.* și *Tanaka, N.* Photoeffects on semiconductor ceramics electrodes. In : Japan. J. Appl. Phys. vol. **15**, nr. 8, 1976, p. 1589—1600.

[12] *Hardee, K. L.* și *Bard, A. J.* Semiconductor electrodes, X. In : J. Electrochem. Soc. vol. **124**, nr. 2, 1977, p. 215—224.

[13] *Wrighton, M. S.* ș.a. Photoassisted electrolysis of water by UV irradiation of an Sb dopped SnO_2 electrode : In : J. Amer. Chem. Soc. vol. **98**, nr. 1, 1976, p. 44—48.

[14] *Hardee, K. L.* și *Bard, A. J.* Semiconductor electrodes, V. In : J. Electrochem. Soc. vol. **123**, nr. 7, 1976, p. 1 024—1 026.

[15] *Nozik, A. J.* Photoelectrolysis of water using semconducting TiO_2 crystals. In : Nature, vol. **257**, 1975, p. 383—386.

[16] *Desplat, J—L.* Near-UV photon efficiency in a TiO_2 Electrode. In : J. Appl. Phys. vol. **47**, nr. 11, 1976 p. 5 102—5 104.

[17] *Mavroides, J. G.* ș.a. Photoelectrolysis of water in cells with TiO_2 anodes. In : Mater. Res. Bull. vol. **10**, nr. 10, 1975, p. 1 023—1 030.

[18] *Houlihan, J. F., Madacsi, P.* și *Walsh, E. J.* Improved solar energy conversion efficiencies for the photovoltaic production of hydrogen via TiO_2 semiconductor electrodes. In : Mater. Res. Bull. Vol. **11**, nr. 9, 1976, p. 1 191—1 198.

[19] *Gohsh, A. K.* și *Maruska, H. P.* Photoelectrolysis of water in sunlight with sensitized semiconductor electrodes. In : J. Electrochem. Soc. vol. **124**, nr. 10, 1977, p. 1 516—1 522.

[20] *Kennedy. J. H.* și *Frese, K. W. Jr.* Photo-oxidation of water at $BaTiO_3$ electrode. In : J. Electrochem. Soc. vol. **123**, nr. 11, 1976, p. 1 683—1 686.

[21] *Nasby, R. D.* și *Quinn, R. K.* Photoassisted electrolysis of water using a $BaTiO_3$ electrode. In : Mater. Res. Bull. vol. **11**. nr. 8, 1976, p. 985—992.

[22] *Mavroides, J. G., Kafalas, A. J.* și *Kolesar, D. F.* Photoelectrolysis of water in cells with $SrTiO_3$ anodes. În : Appl. Phys. Lett. vol. **29**, nr. 5, 1976, p. 241—243.

[23] *Ellis, A. B., Kaiser, S. W.* și *Wrighton, M. S.* Semiconducting $KTaO_3$ electrodes. In : J. Phys. Chem. vol. **80**, nr. 12, 1976, p. 1 325—1 328.

[24] *Tomkiewicz, M.* și *Woodall, J. M.* Photoelectrolysis of water with semiconductor materials. În : J. Electrochem. Soc. vol. **124**, nr. 9, 1977, p. 1 436—1 440.

[25] *Nozik, A. J.* Photochemical Diodes. In : Appl. Phys. Lett. vol. **30**, nr. 11, 1977, p. 567—569.

[26] *Ellis, A. B., Bolts, M.* și *Wrighton, M. S.* Characterization of *n*-type semiconducting InP photoelectrodes. In : J. Electrochem. Soc. vol. **124**, nr. 10, 1977, p. 1 603—1 607.

[27] *Ellis, A. B., Kaiser, S. W.* și *Wrighton, M. S.* Optical to electrical energy conversion. Characterization of CdS and CdSe based photoelectrochemical cells. In : J. Amer. Chem. Soc. vol. **98**, nr. 22, 1976, p. 6855—6 866.

[28] *Heller, A., Chang, K. C.* și *Miller, B.* Spectral response and efficiency relations in semiconductor liquid junction solar cells. In : J. Electrochem. Soc. vol. **124**, nr. 5, 1977, p. 697—700.

[29] *Menezes, C., Sänches-Sinencio, F.* și *Helman, J. S.* Photoelectronic properties of CdTe-electrolyte heterojunctions. In : Appl. Phys. Lett. vol. **31**, nr. 1, 1977, p. 16—18.

[30] *Ohashi, K.* Cathodes for photodriven hydrogen generators : ZnTe and CdTe. In : Int. J. Energy Research. vol. **1**, nr. 1, 1977, p. 25—32.

CZ 621.356.035.01

BATERII DE MARE CAPACITATE
ELECTROLIT TOPIT
STOCAREA ENERGIEI ELECTRICE

Probleme ale stocării electrice a energiei solare

PAUL CRISTEA* — București

Introducere

Previziunile asupra necesităților energetice atît pentru viitorul apropiat, cît și în perspectiva secolului viitor, pun în evidență imposibilitatea acoperirii acestora cu mijloacele tradiționale, bazate pe utilizarea combustibililor fosili și chiar a materialelor fisionabile. Utilizarea energiei, care reprezintă una din bazele civilizației și este o măsură directă a acțiunii umane de transformare a naturii, se ciocnește de limitări legice, impuse de caracterul finit al resurselor energetice înmagazinate, de condițiile de stabilitate a ecosistemelor și de cerințele evitării diferitelor forme de poluare.

A devenit evidentă necesitatea eliminării risipei de energie, ca o condiție esențială a asigurării viitorului, a continuității dezvoltării ascendente. Aceasta implică o reconsiderare atît a modului de utilizare a energiei, la nivelul consumatorilor, cît și a modului de producere, de transformare și de distribuție a acesteia. Este strict necesară diferențierea tipurilor de energie cerute pentru diferitele utilizări și eliminarea situațiilor, încă frecvente, în care o energie cu parametrii calitativi înalți este risipită pentru aplicații ce necesită o energie cu parametrii calitativi modești. Aceasta poate conduce atît la eliminarea supraconcentrării surselor de energie, care provoacă pierderi și poluare termică, cît și la simplificarea problemelor puse de distribuția energiei în condiții economice. În acest sens, un rol apreciabil îl poate avea utilizarea energiei solare, captată și convertită în diferitele moduri cunoscute.

Caracteristicile esențiale ale energiei solare sînt însă contradictorii din punct de vedere al utilității acesteia : pe de o parte, caracterul practic nelimitat sub aspect extensiv (care permite, de exemplu, să se calculeze că numai 1/3 500 din puterea radiației solare incidente la suprafața Pămîntului ar putea asigura necesarul de 30 000 GW al omenirii în primele decenii ale secolului următor) și, pe de altă parte, densitatea relativ redusă și neomogenă a repartizării spațiale, precum și neuniformitatea disponibilității în timp. Aceasta face ca cele mai optimiste previziuni să nu poată considera energia solară decît ca o componentă cu o pondere relativ mică în bilanțul energetic total al viitorului. Se consideră că utilizarea energiei solare reprezintă o modalitate de economisire a celorlalte surse de energie, de pro-

* Ing. *Cristea, P.* este conferențiar la Institutul politehnic — București.

tejare a resurselor şi mediului. Aplicaţiile principale care se au în vedere [23] se grupează în trei categorii: 1 — conversia chimică şi biologică a materialelor organice în combustibili; 2 — încălzirea şi răcirea clădirilor publice şi a locuinţelor: 3 — generarea energiei electrice.

În toate cazurile, punerea de acord a variaţiei diferite în timp a disponibilităţii energiei solare şi a cererii de energie la consumatori, se poate face numai introducînd în sistemul de captare — conversie — distribuţie şi un element de înmagazinare a energiei. Prima categorie de aplicaţii, pentru producerea de combustibili, include efectul cumulativ ca o caracteristică intrinsecă. Pentru celelalte două categorii, însă, este necesară utilizarea unor sisteme de stocare a energiei sub formă termică sau electrică. În figura 1 sînt reprezentate schematic modalităţile de utilizare a energiei solare şi sînt puse în evidenţă locurile ocupate în sistem de dispozitivele de stocaj al energiei.

Lucrarea de faţă se referă la stocarea electrochimică a energiei utilizînd baterii de mare capacitate.

Conceptul de baterie electrică reversibilă (acumulator) a fost introdus încă din 1803 de Johann Ritter, iar acumulatorul acid cu plumb a fost inventat în 1859 de Gaston Planté, fiind accesibil comercial după circa 30 de ani. Noul concept al bateriilor electrice de mare capacitate, capabile atît de energii specifice ridicate, cît şi de puteri specifice ridicate a fost însă introdus de numai aproximativ un deceniu. Acest tip de baterii prezintă interes atît ca elemente tampon în sistemele energetice (de exemplu, pentru stocarea energiei produse de generatoarele solare sau a energiei generate de centralele electrice clasice în afara maximelor de consum, pentru acoperirea acestora), cît şi ca surse de energie pentru tracţiunea electrică. Se consideră că automobilele electrice cu performanţe comparabile cu cele ale automobilelor cu motor cu explozie de mic litraj, vor reprezenta 10% din totalul parcului de autoturisme în jurul anului 2 000. Deşi efectul lor asupra economiei în ansamblu va fi moderat şi treptat, ele prezintă importanţă în reducerea rapidă a consumului de combustibil superior şi a poluării. Dacă se presupune că energia electrică utilizată la încărcarea bateriilor automobilelor electrice este obţinută din centrale termoelectrice pe bază de cărbune, consumul de combustibil rezultă la jumătate faţă de cantitatea de cărbune care ar trebui prelucrată pentru a produce o cantitate echivalentă de benzină sintetică pentru uzul autoturismelor cu motor cu explozie. Deoarece bateriile automobilelor electrice vor fi încărcate în timpul nopţii, va rezulta şi o uniformizare a curbei de consum a energiei electrice, cu binecunoscutele efecte pozitive asupra sistemului energetic. Totodată, concentraţia poluanţilor la nivelul solului este de zece ori mai redusă pentru sistemul centrale termoelectrice-baterii-automobile electrice, faţă de sistemul benzină (sau benzină sintetică) — motor cu ardere internă — automobil convenţional. O limitare importantă a dezvoltării tracţiunii electrice o reprezintă performanţele relativ modeste ale bateriilor accesibile în mod curent (acide cu plumb sau alcaline cu nichel). Aceasta a determinat studierea şi producerea unor noi tipuri de baterii, caracterizate prin energii şi puteri specifice ridicate şi timp de viaţă îndelungat.

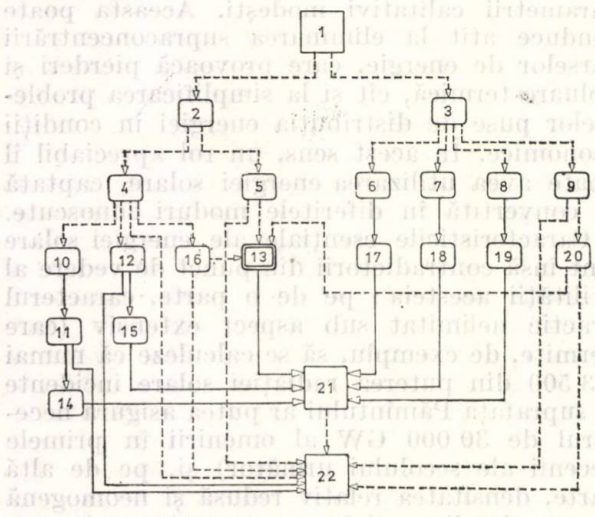


Fig. 1. Modalităţi de conversie a energiei solare [23]:
1 – radiaţia solară; *2* – captare tehnologică; *3* – captare naturală; *4* – captare de căldură; *5* – conversie fotovoltaică; *6* – încălzirea oceanului planetar; *7* – captarea biologică; *8* – conversie hidroenergetică; *9* – conversie eoliană; *10* – generarea combustibilului chimic ($H_2 - O_2$); *11* – distribuţia combustibilului chimic; *12* – stocarea energiei termice; *13* – stocarea energiei electrice; *14* – centrala termică cu combustibil sintetic; *15*, *16* – centrale termice solare; *17* – centrală termică oceanică; *18* – centrală termică cu combustibil fosil; *19* – centrală hidroelectrică; *20* – centrală eoliană; *21* – reţeaua de distribuţie electrică; *22* – putere la consumator. Cu linie punctată s-au reprezentat fluxurile de putere supuse variaţiilor naturale; cu linie continuă-fluxurile de putere ce pot fi comandate de consumator.

Bateriile electrice de mare capacitate

În prezent se întreprind studii pentru producerea şi perfecţionarea bateriilor electrice de mare capacitate în următoarele direcţii principale.

a. O primă direcţie o reprezintă cercetările pentru îmbunătăţirea performanţelor bateriilor acide cu plumb, în special pentru creşterea energiei specifice. Deşi s-au obţinut o serie de rezultate pozitive (de exemplu, la uzinele „Acumulatorul" din Moscova, la compania americană Gould sau la companiile japoneze Japan Storage, Yuaso Battery Co.), la ora actuală existînd în uz o serie de vehicule electrice alimentate cu astfel de baterii, performanţele specifice, pe unitatea de masă a bateriilor plumb-acid, rămîn scăzute datorită densităţii ridicate a plumbului.

b. Majoritatea producătorilor de baterii electrice îşi continuă eforturile în direcţia perfec-

ţionării bateriilor zinc/aer. Aceste celule cuprind un electrod negativ de zinc, un electrod pozitiv de aer şi un electrolit dintr-o soluţie apoasă de hidroxid de potasiu. Pînă în prezent acest tip de baterii nu este utilizat ca acumulator (nu se reîncarcă electric), ci numai ca surse primare (eventual reînnoite prin înlocuirea electrozilor de zinc şi a electrolitului).

c. O direcţie interesantă o reprezintă bateriile zinc/clor, în care clorul este înmagazinat sub formă de hidrat ($Cl_2.8H_2O$) pînă la temperaturi de 28,7°C şi la o presiune de 5 at. Operarea acestor baterii necesită utilizarea unui sistem de refrigerare pentru captarea clorului generat în timpul procesului de reîncărcare a bateriei. Baterii primare zinc/clor au fost utilizate în vehicule electrice experimentale (de către compania Udylite).

d. Bateriile aluminiu/clor lucrează la o temperatură de circa 150°C şi la o presiune a clorului de cîteva atmosfere. Electrolitul are la bază triclorura de aluminiu. Puterea specifică redusă a acestui tip de baterii le face utile numai pentru aplicaţiile staţionare (stocarea energiei electrice pentru vîrful de consum).

e. Bateriile litiu/clor au electrodul pozitiv din litiu în stare lichidă, electrodul negativ din clor gazos sau sub formă de tetraclorură de telur ($Te\ Cl_4$) înglobată în grafit şi electrolitul din clorură de litiu topită. Temperatura de lucru a bateriei este de circa 600°C, iar componentele sînt deosebit de corosive. Deşi s-au obţinut densităţi de putere foarte ridicate, de pînă la 40 W/cm^2 (SOHIO, General Motors, Westinghouse), dificultăţile de construcţie şi de exploatare a bateriei, precum şi timpul de viaţă scurt reprezintă limitări importante ale acestor baterii.

f. S-au realizat o serie de baterii avînd electrodul negativ din litiu, electrodul pozitiv din grafit şi electrolitul dintr-un solvent organic (de exemplu, dimethylsulfoxid, carbonat propilenă etc.) în care este dizolvată o sare de litiu (LiCl sau $LiClO_4$) care asigură conductivitatea ionică necesară. Aceste celule au un timp de viaţă îndelungat, sînt sigure în funcţionare, însă au puteri specifice reduse, astfel încît sînt utilizate în aplicaţii speciale (de exemplu, în stimulatoare cardiace).

g. Bateriile sodiu/sulf reprezintă o variantă promiţătoare de baterii de mare capacitate. Studii asupra acestor baterii s-au făcut în Uniunea Sovietică, în Statele Unite (Companiile Ford, General Electric etc.) în Anglia, Japonia, Elveţia etc. Electrolitul este solid, în majoritatea cazurilor ceramic (beta-alumina) sau din fibre de sticlă. Limitările în durata de viaţă sînt produse de defecţiunile ce apar în electrolitul de beta-alumină în urma ciclurilor repetate de încărcare-descărcare. Astfel de baterii au fost utilizate cu succes pentru tracţiunea electrică şi se consideră de perspectivă pentru viitor, cu toată tehnologia relativ pretenţioasă.

h. Bateriile litiu/sulf au electrodul negativ din litiu metalic, în stare topită, sau din aliaj LiAl, sub formă solidă, electrodul pozitiv din sulf topit sau dintr-o sulfură în stare solidă (de exemplu, disulfură feroasă FeS_2, sulfură feroasă FeS sau sulfură de cupru Cu_2S) şi electrolitul un amestec de halogenuri alcaline în stare topită (cel mai adesea eutecticul LiCl—KCl, cu temperatura de topire de 353°C, mai, rar LiCl — LiF la 480°C sau LiF — LiCl — LiI la 341°C).

Performanţele ridicate ale acestor baterii, datorate reactivităţii deosebite a litiului şi sulfului, conductivităţii ionice ridicate şi a conductivităţii electronice reduse a electrolitului topit, precum şi densităţii reduse a componenţilor, fac din aceste baterii cele mai promiţătoare acumulatoare de energie sub formă electrochimică, atît pentru stocarea în scopuri energetice, cît şi pentru tracţiunea electrică. Totodată, litiul este mai răspîndit în natură decît plumbul şi este mai ieftin decît acesta.

Dezavantajele bateriilor cu electrolit topit sînt legate de coroziunea puternică produsă de halogenurile alcaline topite asupra majorităţii materialelor curente, ceea ce duce la probleme speciale în construcţia colectărilor şi trecerilor de curent, a izolatoarelor, separatoarelor, carcaselor etc. Se estimează totuşi că bateriile cu litiu vor deveni principalul sistem de acumulare electrochimică a energiei.

Studii susţinute asupra bateriilor Li/S au fost efectuate în Statele Unite (Argonne National Laboratory, General Motors Corp., Atomic International), în Uniunea Sovietică (Institutul de Energetică, Moscova) şi Cehoslovacia (Laboratorul de inginerie electrotehnică, Praga). La noi în ţară bateriile Li/S sînt studiate de un colectiv de la Catedra de electrotehnică a Institutului politehnic din Bucureşti, în colaborare cu un colectiv de la Centrul de chimie-fizică — Bucureşti.

Bateriile electrice cu electrolit topit

Bateriile Li/S, deşi sînt oarecum asemănătoare cu bateriile Na/S, diferă de acestea în primul rînd prin faptul că nu utilizează un electrolit în stare solidă (de exemplu $\beta\ Al_2O_3$), ci un electrolit topit, format dintr-un amestec de halogenuri alcaline menţinute la temperaturi de 380—450°C.

Un prim avantaj al electroliţilor topiţi provine din potenţialul lor de descompunere ridicat (peste 3 V, faţă de circa 1,23 V pentru electroliţii în soluţie apoasă), ceea ce permite utilizarea unor electrozi foarte reactivi, cum ar fi litiul sau aliajul Li Al, pentru electrodul negativ şi sulful sau sulfurile metalice, pentru elec-

trodul pozitiv), ceea ce se reflectă în valorile relativ ridicate ale tensiunilor de mers în gol ale acestor baterii.

Un al doilea avantaj îl constituie conductivitatea electrică foarte bună, cu un ordin de mărime mai mare decît a electroliților apoși și cu mai multe ordine de mărime superioară electroliților organici. Caracterul practic exclusiv ionic al acestei conductivități se datorește în primul rînd mobilității ionice importante la temperatura de lucru a electrolitului topit. Aceasta determină o scădere sensibilă a rezistenței interne a bateriei și posibilitatea de a opera cu densități de curent importante. Totodată, lipsa conductivității electronice a electrolitului în bateriile construite corespunzător reduce sensibil curenții de autodescărcare și crește foarte mult randamentul bateriei. La aceasta se adaugă faptul că viteza reacțiilor chimice este mult sporită la temperaturile ridicate de lucru ale bateriilor cu electrolit topit, față de situația întîlnită în cazul bateriilor cu electrolit apos sau organic. Aceasta duce la o scădere sensibilă a polarizării electrozilor, ceea ce determină creșterea eficienței de utilizare a potențialului teoretic pentru o pereche de electrozi dați, creșterea densității de curent a celulei și valori ridicate ale curentului de scurtcircuit.

Creșterea simultană a tensiunii de mers în gol și a curentului de scurtcircuit determină creșterea puterii pe care o poate dezvolta bateria.

Ținînd seama de densitățile reduse ale materialelor utilizate, rezultă puteri specifice foarte ridicate, care nu pot fi atinse de nici un alt tip de baterie electrică. De exemplu, bateriile cu electrolit organic pot să opereze, de asemenea, la tensiuni de mers în gol ridicate, avînd tensiuni de disociere de valori mai mari decît cele ale electroliților apoși; mobilitatea sensibil mai mică a ionilor în acest tip de electroliți limitează drastic puterea specifică ce poate fi obținută, făcînd ca bateriile respective să fie utile, în special în aplicațiile care necesită densități mari de energie înmagazinată, însă puteri reduse.

În figura 2 sînt reprezentate, pentru comparație, energiile și puterile specifice dezvoltate de diferitele tipuri de baterii electrice și surse

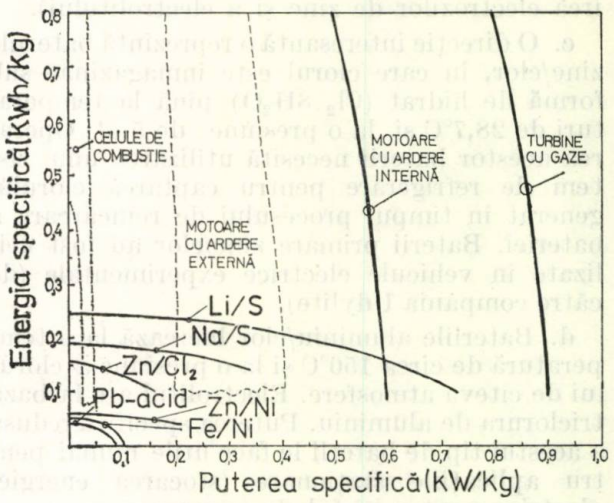


Fig. 2. Performanțele specifice ale bateriilor electrice și ale unor surse de energie pentru tracțiune.

de energie utilizate în prezent. Se observă că singurele baterii capabile să intre în competiție cu sursele de energie tradiționale, utilizate în sistemele energetice și în tracțiune sînt bateriile din familia Li/S și Na/S.

Totodată, în tabelul 1 sînt date, pentru ilustrare, cîteva caracteristici de bază ale diferitelor tipuri de baterii electrice.

Dezavantajele bateriilor cu electrolit topit provin, de asemenea, din temperatura mare de lucru și din reactivitatea ridicată. Pe de o parte, trebuie asigurată izolarea termică corespunzătoare a bateriei, în special, în intervalul de timp cînd bateria este în repaus (în timpul încărcării și al descărcării, pierderile prin efect Joule sînt suficiente pentru a menține electrolitul

Tabelul 1

Principalele caracteristici ale unor baterii electrice

Tipul bateriei	Temperatura de lucru	Tensiunea de mers în gol	Densitatea curentului de descărcare	Energia specfică	Puterea specifică	Densitatea de energie
	°C	V	A/cm²	Wh/kg	W/kg	Wh/cm³
Pb-acid	20	1,5—2,1	0,01	20—30	6— 30	0,08
Ni/Fe	20	0,8—1,3	—	30—35	8— 40	0,07
Ni/Cd	20	0,8—1,3	0,01	36—45	20— 45	0,06
Ag/Zn	20	1,1—1,55	0,4	80—100	25—150	0,29
Zn/aer	20	1,0—1,4	0,1	100—150	40— 60	—
Na/S	300	1,2—2,1	0,7	110—150	200—350	0,35
Li/Cl	650	3,0—3,5	3	300—400	200—400	—
	450	1,0—3,4	1	100—160	330—440	0,5
Li/S	352	1,2—2,3	2,5	250—360	550—700	0,55—0,70
Li Al/Fe S_2	400—450	1,6—2,1	0,4	150—180	100—400	0,33—0,44
Li Al/Fe S	400—450	1,6	0,4	120—140	100—300	0,22—0,29

în stare topită), iar pe de altă parte, trebuie utilizate materiale rezistente la coroziune în mediul din interiorul bateriei. Totodată, procesele de preparare a componenților bateriei și de asamblare trebuie să aibă loc într-o atmosferă inertă (argon), lipsită de oxigen, azot și, în special, de vapori de apă.

Electrozii negativi, utilizați inițial în bateriile de mare capacitate cu electrolit topit, au fost realizați din litiu metalic. Deoarece la temperatura de lucru a bateriei, litiul este în stare topită, apar probleme dificile de asigurare a stabilității sistemului cu electrozi și electrolit topit. În plus, litiul în stare topită este foarte activ chimic, ceea ce pune probleme de material foarte severe.

Aceasta a făcut să se prefere utilizarea aliajului LiAl, care la temperatura de lucru a bateriei este în stare solidă și care este puțin agresiv față de materialele ce intră în construcția bateriei. Scăderea reactivității chimice, determină însă și o scădere a tensiunii de mers în gol (cu circa 0,3 V) și, implicit, o reducere a puterii și energiei specifice. Aceste dezavantaje sînt însă pe deplin compensate de simplificarea sensibilă a problemelor constructive ale bateriei și de reducerea prețului de cost.

O evoluție similară au avut-o și electrozii pozitivi utilizați în bateriile electrice cu electrolit topit. Primele tipuri au fost experimentate cu electrod de sulf în stare topită, ceea ce implică dificultățile menționate. S-a trecut apoi la utilizarea electrozilor din sulfuri metalice. În tabelul 2 sînt prezentate, pentru comparație,

Tabelul 2

Proprietățile sulfurilor metalice utilizate ca electrozi pozitivi

	FeS_2	FeS	CrS	Ni_3S_2	Cu_2S
Tensiunea de mers în gol, V	2,03	1,65	1,27	1,88	1,68
Eficiența în capacitate, %	94 – 97	90	89	85	95
Energia specifică teoretică a celulei, Wh/kg	2 539	1 789	1 526	1 493	1 143

performanțele teoretice ale acestora. Energiile specifice teoretice ale celulelor de tipul litiu — sulfură sînt calculate pentru condiții ideale, fără a ține seama de masa electrolitului, suporților, separatoarelor, carcasei etc., astfel încît au numai o valoare orientativă. Se constată că materialele cele mai convenabile sînt sulfurile de fier. Dintre acestea, disulfura feroasă (FeS_2) prezintă caracteristici superioare, însă fiind mai activă, necesită materiale mai scumpe în construcția bateriei. Aceasta face ca din punct de vedere tehnico-economic sulfura feroasă (FeS) să fie cea mai indicată pentru electrozii pozitivi ai bateriilor cu electrolit topit. Sulfura feroasă este o combinație nestoichiometrică pentru care compoziția variază între $Fe_{1,00}S$ și $Fe_{0,88}S$. Rețeaua cristalină este aceeași indiferent de compoziție, însă poate prezenta concentrații diferite de defecte Schottky. O parte din ionii de fier sînt Fe^{3+}, în loc de Fe^{2+}, ceea ce menține neutralitatea materialului.

În tabelul 3 sînt prezentate principalele reacții care apar la descărcarea bateriilor cu electrolit topit din familia Li/S, precum și tensiunile de echilibru (față de litiu) care le corespund.

Analiza făcută arată că, atît pentru stocarea energiei electrice în scopuri energetice, cît și pentru tracțiunea electrică, cele mai indicate

Tabelul 3

Reacțiile predominante la descărcarea bateriilor din familia litiu — sulf

Tipul bateriei	Reacția	Tens., de ech., V
Li/S	$2\,Li + S \rightarrow Li_2S$	2,17
Li/Fe S_2	$4Li + 3\,FeS_2 \rightarrow Li_4Fe_2S_5 + FeS$	2,1
	$2Li + Li_4Fe_2S_5 + FeS \rightarrow 3\,Li_2FeS_2$	1,9
	$6\,Li + 3\,Li_2FeS_2 \rightarrow 6\,Li_2S + 3\,Fe$	1,6
	$2\,Li + FeS_2 \rightarrow Li_2S + FeS$	1,95
Li/Fe S	$2\,Li + FeS \rightarrow Li_2S + Fe$	1,64
Li Al/S	$2LiAl + S \rightarrow Li_2S + 2\,Al$	1,95
Li Al/FeS_2	$2LiAl + FeS_2 \rightarrow FeS + Li_2S + 2Al$	1,77
LiAl/FeS	$2LiAl + FeS \rightarrow Fe + Li_2S + 2Al$	1,33

sînt bateriile de mare capacitate de tipul LiAl/LiCl—KCl/Fe S .Deosebirile între bateriile pentru stocaj energetic și cele pentru tracțiune electrică sînt legate, în principal, de valorile diferite impuse capacităților unitare ale bateriilor (mai mari pentru primele) și puterilor specifice (mai ridicate pentru cele din a doua categorie, trebuind să poată atinge 250 W/kg, pentru solicitări de scurtă durată, de ordinul 15 secunde). Cu bateriile de tipul menționat s-au obținut performanțe stabile, timpi de viață de ordinul miilor de ore de funcționare și al sutelor de cicluri încărcare-descărcare, precum și eficiențe ridicate.

În figura 3 este reprezentată o curbă de încărcare-descărcare a unei baterii de mare capacitate LiAl/LiCl — KCl/FeS. La greutate egală, o astfel de baterie are o capacitate de

10 — 20 de ori mai mare ca a unei baterii plumb-acid, o putere de peste 10 ori mai mare și un timp de viață mai îndelungat.

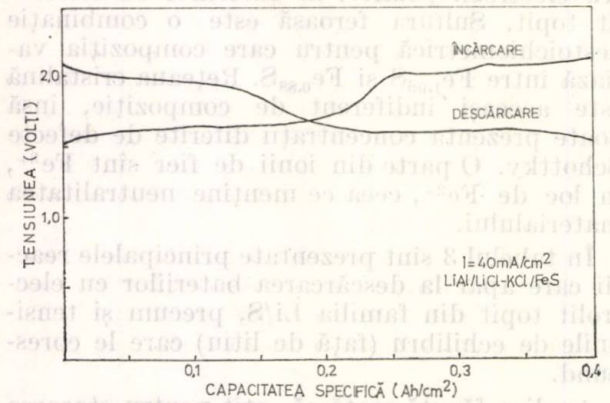


Fig. 3. Caracteristica încărcare-descărcare a unei baterii LiAl/LiCl — KCl/FeS, operînd la circa 400°C [16].

4. Concluzii

Utilizarea energiei solare sub formă electrică necesită, în cadrul sistemului de captare-conversie-distribuție, și un element de stocare a energiei, datorită necoincidenței temporale (diurne și sezoniere) a disponibilității energiei solare, pe de o parte, și a cererii de energie la consumator, pe de altă parte. Stocarea sub formă electrochimică a energiei nu este posibilă cu acumulatoarele tradiționale, ci necesită utilizarea bateriilor de mare capacitate. Dintre acestea, cele mai indicate, atît pe planul performanțelor, cît și sub aspectul economic și tehnologic, par a fi bateriile cu electrolit topit și în special, bateria LiAl/LiCl — KCl/FeS. Aceste baterii îndeplinesc condițiile atît pentru utilizarea în scopuri energetice, cît și pentru tracțiunea electrică.

Bibliografie

[1] *Kyle, M. L., Cairns, E. J., Webster, D. S.*, ANL-7958, 1973.

[2] *Cairns, E. J., Shimotake, H.*, Science, 164, 1347, 1969.

[3] *Kyle, M. L.* și alții. În : Intersociety Energy Conversion Conf. Proc., p. 80, Soc. Automative Eng., New York, 1971.

[4] *Rosengarten, W. E.* și alții. Lucrarea nr. 34 la conferința ECS, Miami Beach, Florida 1972.

[5] *Yao, N. P.* și alții. J. Electrochem. Soc., 118, 1039, 1971.

[6] *Margalit, N.*, 149-th Electrochem. Soc. Meeting, Washington, D.C., 1976.

[7] *Day, A., Holmes, R.* U.S. Pat. 3,822,148, 2 iulie 1974.

[8] *Di Pietro, B., Scrosati B.*, J. Electrochem. Soc., 124, 161, 1977.

[9] *Day, A., Holmes, R.*, U.S. Pat. 3,945, 848, 23 martie, 1976.

[10] *Murphy, D., Trumbore, F., Carides, J.*, J. Electrochem. Soc. 124, 325, 1977.

[11] *Besenhard, J., Schollhorn, R., J. Power Sources*, 1, 267, 1977.

[12] *Lidorenko, N. S., Moiseev, G. F.*, Energetika i transport, 2, 1973.

[13] *Lidorenko, N. S.* și alții, Energetica i transport, 4, 1975.

[14] *Kummer J. T., Weber N.*, U.S. Pat. 3,413,150,22 febr. 1968.

[15] *Nelson, P. A., Gay E. C., Walsh W. J.*, 26 th. Power Sources Symp. Proc., Red. Bank, N. Y., 65—68, 1974.

[16] *Nelson, P. A.* și alții. A.N.L.—8058, 1974.

[17] *Buzzelli, E. S.*, U. S. Pat. 3,445,288, 20 mai 1969.

[18] *Adams, H. A.*, U. S. Pat. 3,428,493, 18 febr. 1969.

[19] *Vissers, D. R.* și alții. J. Electrochem. Soc., 121, 665, 1974.

[20] *Nelson, P. A.* și alții, A.N.L. — 8039, 1973.

[21] *Cairns, E. J., Dunning, J. S.*, „Proc. Symp. on Adv. Batt. Research. and Design", A—81, 1976.

[22] *Swinkels, D. A. J.*, in : Advances in Molten Salt Chemistry, vol. 1, editor Bronstein, L. și alții. Plenum Press, p. 171, 1971).

[23] *Donovan, P., Woodward, W.*, NSF/NASA Solar Energy Panel, Univ. of Maryland, 1972.

CZ 536.63.

STOCARE TERMICĂ
CĂLDURĂ DE TOPIRE

Stocarea energiei termice solare prin schimbare de fază

ȘTEFANIA ZUCA, NICOLAE ENE* — București

Din motive binecunoscute și mult discutate se acordă, în prezent, o atenție specială metodelor care asigură o generare și o utilizare cît mai eficientă a energiei. Stocarea energiei are, din acest punct de vedere, un rol deosebit de important deoarece permite preluarea energiei de oriunde și oricînd este disponibilă și asigură redistribuirea ei numai după cerințe.

Stocarea energiei termice, comparativ cu celelalte tipuri de energie (electrică, mecanică etc.), prezintă un interes deosebit, deoarece din totalul de energie de care dispunem, majoritatea ne este accesibilă sub formă de căldură, iar peste 50% din consumul actual de energie, se face tot sub formă de căldură.

Energia solară, principala și totodată inepuizabila noastră sursă de căldură, nu poate fi eficient utilizată fără stocarea termică, datorită caracterului ei ciclic și intermitent. Se justifică astfel interesul manifestat în ultimul timp pentru cercetarea și dezvoltarea unor sisteme convenabile de stocare a energiei termice.

1. Considerații generale asupra sistemelor de stocare a energiei termice

Cele două posibilități naturale de stocare a energiei termice sînt :

— sub formă de *căldură sensibilă* sau *reală*, prin creșterea continuă a temperaturii unui material dat :

— sub formă de *căldură latentă* prin schimbarea stării fizice a materialului considerat.

În primul caz, căldura stocată depinde de căldura specifică C_p a materialului și de diferența dintre temperatura inițială T_1 și finală T_2, după relația :

$$Q = \int_{T_1}^{T_2} C_p \, \mathrm{d}t \ \mathrm{cal/g}. \qquad (1)$$

În cel de al doilea caz, căldura stocată prin trecerea materialului din faza A în faza B, la o temperatură constantă T_t, cu absorbția căldurii de transformare H_{T_t}, se exprimă prin relația :

$$Q = \int_{T_1}^{T_t} C_p^A \, \mathrm{d}t + H_{T_t} + \int_{T_t}^{T_2} C_p^B \, \mathrm{d}t, \ \mathrm{cal/g}, \qquad (2)$$

unde C_p^A și C_p^B sînt căldurile specifice ale fazelor A și B. Deci, în acest caz, tipul de schimbare de fază, poate aduce o contribuție esențială la cantitatea de căldură stocată.

Dintre schimbările termodinamice de ordinul I, vaporizarea și sublimarea necesită cea mai mare cantitate de căldură și ar fi, din acest punct de vedere, cele mai convenabile pentru stocarea termică : utilizarea lor în practică prezintă totuși inconveniente considerabile cauzate de variațiile mari de volum ce însoțesc tranzițiile menționate. Mult mai corespunzătoare se dovedește a fi tranziția solid-lichid topirea, deoarece presupune, de regulă, călduri latente ridicate, stocate cu schimbări mici de volum. Avantajul utilizării acestei schimbări de fază pentru stocarea termică rezultă imediat dacă se consideră apa, care se caracterizează prin cea mai ridicată căldură specifică C_p = = 1 cal/°C.g, ca material de stocare.

Dacă se stochează căldura sub formă de căldură sensibilă, la o creștere a temperaturii cu 30° se va stoca o cantitate de căldură de 30 cal/g. Dacă se stochează sub formă de căldură latentă de topire, pe același interval de temperatură (−15°C la + 15°C) se vor stoca, conform relației (2), 102,5 cal/g, cantitate de 3 ori mai ridicată decît în cazul cînd se utilizează numai căldura sensibilă. Deci, aproximativ 80% din căldura stocată se datorește căldurii latente de topire. Pe lîngă creșterea capacității de stocare, stocarea termică utilizînd căldura de topire oferă un domeniu larg de temperatură în care pot fi alese temperaturile de topire potrivite scopului urmărit. Astfel :

— pentru acumularea de la colectorii solari la temperaturi joase pentru încălzirea și climatizarea locuințelor, se pot alege substanțe cu puncte de topire între 5 — 100°C ;

— pentru conversia energiei termice stocate în electricitate, temperatura de lucru se poate extinde pe intervalul 230—850°C, în funcție de tipul de generator întrebuințat ;

— pentru utilizarea energiei termice la alimentarea motoarelor termice de putere (motoare Stirling), temperatura de stocare trebuie să fie cuprinsă între 400—850°C, pentru a se asigura un randament Carnot convenabil.

De fapt, acestea sînt în prezent cele trei direcții de valorificare a energiei solare cu ajutorul sistemelor de stocare, utilizînd mediile topite. Cercetările întreprinse pe această direcție urmăresc în primul rînd identificarea și caracterizarea celor mai indicate materiale

* Dr. doc. *Zuca, S.* și chim. *Ene, N.* lucrează la Centrul de chimie-fizică — București.

Criteriile generale de selecționare a acestor materiale se pot grupa după cum urmează:

Criterii termodinamice

— punct de topire adecvat;
— căldură de topire ridicată;
— topire congruentă pe interval îngust de temperatură (cel mult 5°C);
— conductivitate termică ridicată (esențială pentru determinarea costului și volumului unității de stocare).

Criterii cinetice

— viteză mare de nucleație;
— viteză mare de creștere a cristalelor;
— subrăcire redusă (ca o consecință).

Criterii fizice

— densitate și, implicit, capacitate specifică ridicată;
— variație de volum la schimbări de fază și coeficient de dilatare termică reduse;
— viscozitate și presiune de vapori, scăzute.

Criterii chimice:

— stabilitate îndelungată;
— inerție față de materialul containerului;
— toxicitate și inflamabilitate practic nule.

Criterii economice

— procurare rapidă;
— preparare ușoară;
— preț scăzut.

Totalitatea acestor criterii condiționează fiabilitatea și economicitatea unor unități de stocare: dată fiind complexitatea lor, evident că este dificil să fie simultan satisfăcute de același material. Aceasta explică și justifică totodată necesitatea de a dezvolta continuu cercetările de identificare a unor noi pretendenți valoroși și de eliminare a dezavantajelor materialelor accesibile în prezent.

În cele ce urmează, se vor prezenta rezultatele obținute de autori pe această direcție, în domeniul stocării termice la temperaturi joase. Datele sînt comparate cu cele consemnate pînă în prezent în literatura de specialitate.

2. Sisteme de stocare la temperaturi joase, utilizînd căldura de topire

Majoritatea experimentărilor pentru stocarea energiei termice solare în domeniul temperaturilor cuprinse între 40—90°C au favorizat apa ca mediu de stocare, stocarea realizîndu-se sub formă de căldură sensibilă. Aceasta se explică prin abundența și costul redus al materialului respectiv, prin experiența amplă existentă în proiectare, prin simplitatea tehnicilor convenționale. Chiar dacă apa costă practic nimic, pentru a stoca o cantitate convenabilă de energie termică este nevoie însă de un tanc de stocare relativ mare, cu o izolare mai degrabă groasă (30—50 cm), și de un spațiu convenabil pentru amplasarea întregii unități. Acestea toate conduc, chiar în cazul acestui material foarte ieftin, la investiții relativ ridicate. Datorită faptului că substanțele topite se caracterizează printr-o capacitate de stocare per unitate de volum sau greutate mai ridicată, s-a manifestat un interes crescut [7] în aplicarea lor la încălzirea și climatizarea locuințelor. Pentru încălzire s-au obținut rezultate bune, pînă în prezent, cu sărurile anorganice hidratate și ele se datoresc în special cercetărilor întreprinse de mai bine de 20 ani de M. Telkes [2], în S.U.A. și mai recent de J. Schröder [3] în Europa. La climatizarea locuințelor s-au folosit atît amestecuri de săruri anorganice [4, 5] cît și unele parafine [6]. Pentru a compara, sub aspect economic, sistemele clasice de stocare, cu cele utilizînd căldura latentă de topire s-au prezentat în tabelul 1, cîteva din proprietățile tipice ale celor două clase de sisteme.

Tabelul 1

Sistem	Q_{max} kWh/l	Q_{stoc} = 70 kWh		Q_{stoc} = 2 000 kWh		Cost* relativ
		V,1	$\tau^{1/2}$, zile	V,1	$\tau^{1/2}$, zile	
roci	0,47	420	4	6 500	14	13
apă	0,058	2 100	7	42 600	21	15
eutetic floruri	0,93	93	7	2 300	18	12
Na_2SO_4 $10H_2O$	0,108	1 250	36	23 600	116	11
KF . $4H_2O$	0,092	1 400	235	27 500	786	13

* Costurile sînt exprimate în numere arbitrare și cuprind cheltuielile pentru mediul de stocare, containere, schimbătoarele de căldură, spațiile de amplasare.

Cu scopul de a furniza o comparație simplă, datele sînt bazate pe aceeași grosime de izolare (10 cm); 70 kWh și 2 000 kWh reprezintă energia necesară pentru a încălzi o locuință tipică pentru o familie pe timp de o zi și respectiv o lună în sezonul de iarnă. Deoarece cele mai multe dintre sistemele menționate au fost studiate și realizate la scară de laborator și sînt, în consecință, susceptibile încă de numeroase perfecționări, cifrele din coloana a IV-a a tabelului 1 sînt cu totul preliminare. Ele dovedesc totuși că la prețuri comparabile unitățile de stocare cu săruri topite necesită volume mai mici și perioade de înjumătățire mai îndelungate decît materialele convenționale, deci sînt mai convenabile decît acestea din urmă. De asemenea din tabelul 1 rezultă că este mai rentabil ca aceste unități să fie folosite pe ter-

mene scurte. Utilizarea sărurilor anorganice hidratate se bazează, în primul rînd, pe conţinutul lor caloric ridicat, raportat la unitatea de volum. Din nefericire aşa cum este ilustrat în figura 1 prin cîteva exemple, majoritatea lor prezintă fenomenul de subrăcire, ceea ce se accentuează la reciclare. S-a constatat astfel (fig. 2) că după 15 cicluri $Na_2S_2O_3 .5\ H_2O$ practic nu mai cedează căldura. Fenomenul poate fi evitat [7, 8] în prezenţa agenţilor de nucleare (substanţe cu structură şi parametri reticulari similari, dar insolubile în hidratul lichid) şi a agenţilor tixotropi (microstructuri ce împiedică depunerea suspensiei incongruente).

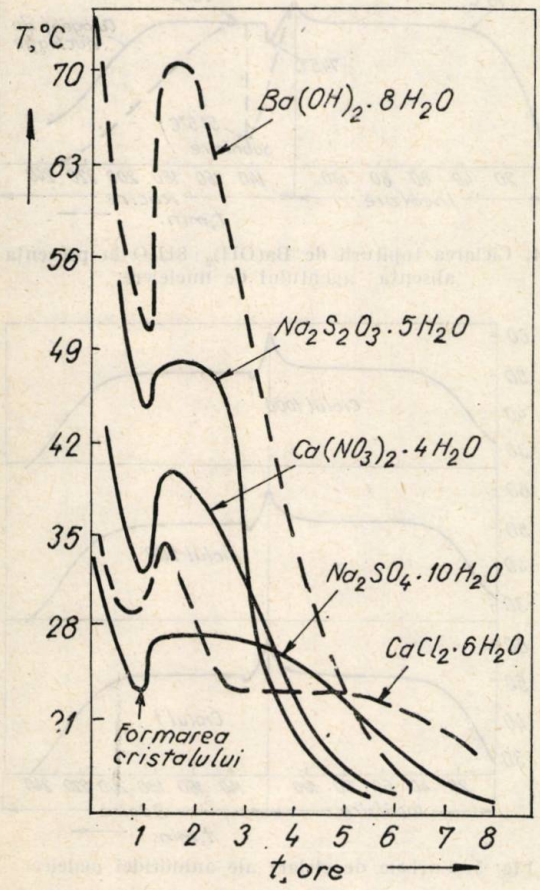


Fig. 1. Curbele de răcire ale sărurilor hidratate :
---- date proprii ;
——— date din literatură (2 f).

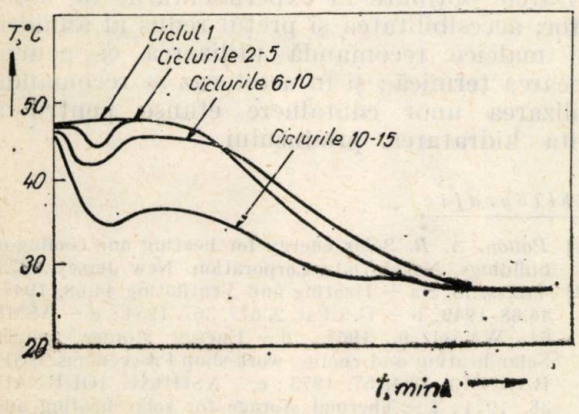


Fig. 2. Comportarea la ciclare a $Na_2S_2O_3 \cdot 5H_2O$

Dintre numeroşii hidraţi studiaţi, sarea Glauber, $Na_2SO_4 .10H_2O$, a fost frecvent utilizată pentru stocare termică [1, 2]. Deoarece temperatura sa de topire (32,4°) diferă numai cu aproximativ 12° de cea a mediului ambiant, schimbătorul de căldură trebuie să fie destul de voluminos pentru a asigura un schimb convenabil de căldură. De aceea, cercetările întreprinse au fost orientate spre un hidrat cu punct de topire mai ridicat, $Ba(OH)_2 . 8H_2O$ care topeşte la 78° şi care se distinge şi printr-o căldură de topire foarte ridicată $H_t = 72$ cal/g.

Pornind de la constatarea că, de regulă, compuşii organici topesc congruent şi că au călduri de topire pe unitatea de masă destul de ridicate, datorită atomilor de C şi H din moleculă, ambii atomi uşori, s-a luat în consideraţie şi această clasă de substanţe selectînd, pentru experimentări, anhidrida maleică $C_4H_2O_3$, produs stabil termic, abundent şi uşor accesibil, la un preţ relativ scăzut.

Parametrii termofizici ce caracterizează cele două substanţe în studiu $Ba(OH)_2 . 8H_2O$ şi $C_4H_2O_3$, aşa cum rezultă din literatură şi din evaluările proprii de laborator, sînt sumarizaţi în tabelul 2 ; căldurile lor de topire sînt comparate în figura 3 cu cele ale materialelor topite deja, utilizate în diferite unităţi de laborator sau case solare [1—6].

Tabelul 2

Parametri	$Ba(OH)_2 \cdot 8H_2O$	$C_4H_3O_2$
* H_t, cal/g	72	52
* T_t, °C	78	52
* C_p^s, cal/g.grad	—	0,326
* C_p^l, cal/g.grad	—	0,480
d_s, g/cm³	2,18	1,33
d, g/cm³	1,99	1,30
$\Delta V/V_s$, %	8,7	1,2
α, grad^{-1}	$1,164 . 10^{-3}$	$1,034\ 10^{-3}$
η, cP	4,08	1,59

* date din literatură [9,10]

După cum se vede în figura 3, capacitatea de stocare, pe unitatea de greutate, pentru anhidrida maleică este comparabilă cu cea a hidraţilor cei mai frecvent utilizaţi, sarea Glauber şi tiosulfatul de sodiu [2 ef] fiind şi mult superioară celorlalţi produşi organici (parafine) [6]. În ceea ce priveşte Ba $(OH)_2$. $8H_2O$, prezintă cea mai ridicată căldură de topire, foarte apropiată de cea a apei. Datorită densităţii sale ridicate atît în stare lichidă, cît şi în stare solidă (tab. 2), capacitatea de stocare pe unitatea de volum creşte şi mai mult comparativ atît cu anhidrida maleică, cît şi cu celelalte topituri hidratate (aceasta prezintă densităţi în jur de 1,5 g/cm³ în stare lichidă [2e])

În schimb, anhidrida maleică se caracterizează printr-o variație de volum, la topire, mult mai mică și printr-un coeficient mic de dilatare, termică, asigurînd astfel un schimb termic foarte bun la încapsulare. În același sens operează și

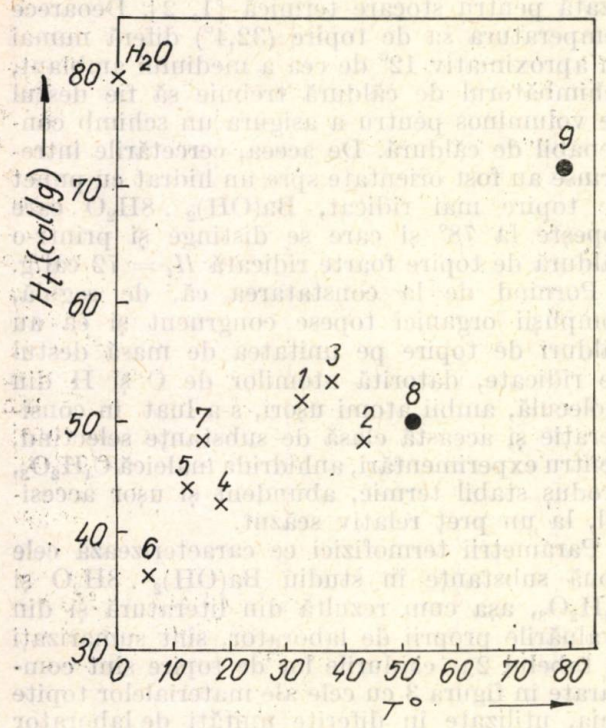


Fig. 3. Căldurile de topire în funcție de temperatura de topire :

× 1 — $Na_2SO_4 \cdot 10H_2O$[2e] ; × 2 — $Na_2S_2O_3 \cdot 5H_2O$[2e] ; ×3 — $Na_2HPO_4 \cdot 12H_2O$[2e] ; × 4 — $KF \cdot 4H_2O$[3] ; × 5. 1/2 NH_4Cl — $Na_2SO_4 \cdot 10H_2O$[4] ; × 6 $_{14}$ — C_{16} — parafine[6] ; × 7 C_{16} — parafine[6] ; 8. $C_4H_2O_3$; 09. $Ba(OH)_2 \cdot 8H_2O$.

viscozitatea sa, care este foarte mică și favorizează existența curenților de convecție și, în consecință, omogenizarea topiturii și a conductivității sale termice. La acești parametri, valorile obținute în topiturile de $Ba(OH)_2.8H_2O$ sînt mai slabe.

Pentru a deveni comercializabil, un material de stocare trebuie să aibă o viață de 10—20 ani, perioadă în care este supus unui număr mare de ciclări, cînd trebuie să prezinte o mare stabilitate a proprietăților termofizice pentru a lucra eficient.

Comportarea la ciclare a $Ba(OH)_2.8H_2O$ și a $C_4H_2O_3$ se poate urmări în figura 4, respectiv, figura 5.

După cum s-a menționat anterior (fig. 1) ca aproape toate topiturile hidratate și topiturile de $Ba(OH)_2 . 8H_2O$ prezintă fenomenul de subrăcire și deci utilizarea compusului pentru stocarea termică impune găsirea unui agent de nucleație corespunzător. Dintre diferiții agenți de nucleație, selecționați după cerințele impuse [7, 8], cele mai bune rezultate s-au obținut cu adausurile de $Ba(IO_3)_2$, care reduc fenomenul de subrăcire (fig. 4) și conduc la perfecta reversibilitate a curbelor de încălzire — răcire. Stabilitatea în timp a sistemului este însă asigurată numai dacă se lucrează în absența contactului cu aerul, pentru a se evita carbonatarea topiturii și separarea fazelor insolubile, fenomene ce reduc eficiența termică.

Curbele de topire — cristalizare, obținute cu anhidrida maleică (fig. 5), dovedesc că topirea este, în acest caz, congruentă, că topitura are o

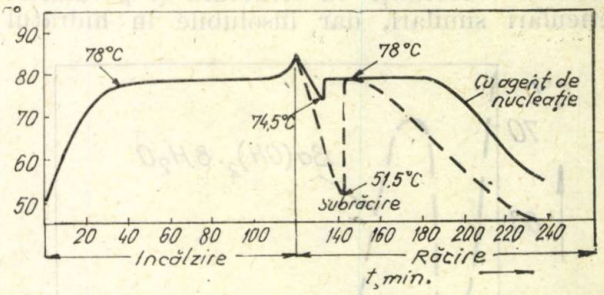


Fig. 4. Ciclarea topiturii de $Ba(OH)_2 \cdot 8H_2O$ în prezența și absența agentului de nucleiere.

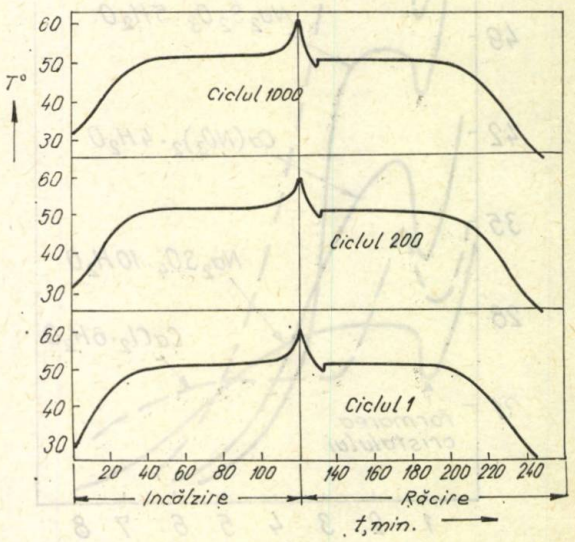


Fig. 5. Curbele de ciclare ale anhidridei maleice.

foarte bună stabilitate termică și prezintă o ciclare perfectă.

Datele obținute în experimentările de laborator, accesibilitatea și prețul redus al anhidridei maleice recomandă utilizarea ei pentru stocarea termică ; și în acest caz se recomandă utilizarea unor containere etanșe pentru a evita hidratarea produsului.

Bibliografie

[1] *Patton, A. R.* Solar energy for heating and cooling of buildings. Noyes Data Corporation, New Jersey, 1975.

[2] *Telkes, M.* : a — Heating and Ventilating 44,68, 1947 ; 46,68, 1949 ; b — U.S.Pat. 2, 677, 367, 1954 ; c — ASME 64—WA/sol—9, 1964 ; d — Energy storage media, Solar heating and cooling work-shop Proccedings, NSF/RANN 73—004, 57, 1973 ; e — ASHRAE JOURNAL, 38, 1974 ; f — Thermal storage for solar heating and cooling NSF/RANN — 75—041, 17, 1975.

[3] *Schroder, J.* : a — Thermal energy storage and control, ASME 64—WA/Oc T_1, 1974 ;
b — J. Energiespeichung in form von Wärme, VDI — Berichte BNo. 223, 67, 1974.
[4] *Lorsch, H. G.* : NSF/RANN/SE/G, 127976/Tr. 72—20, Univ. Pennsylvania, Philadelphia, 1972.
[5] *Dudlex, J. C.* : NSF/RANN/SE/G, 127976/Tr — 72—8, Univ. Pennsylvania, Philadelphia, 1972.
[6] *Kauffman, K. W.* și PAN, Y. C. NSF/RANN/SE/G 127976, Tr 73-3, Univ. Pennsilvania, Philadelphia, 1973.
[7] *Balton, G.* și *Ajami, F.* Thermochemistry of salt hydrates, NSF/RANN/SE/G 127976/Tr-73—4, Univ. Pennsylvania, Philadelphia, 1973.
[8] *Telkes, M.* Ind. a. Eng. Chem. 44, 1308, 1952.
[9] *Lange.* Handbook of Chemistry Mc. Graw — Hill, 1967.
[10] *Maru, H. C.* și colab. Molten salt thermal energy storage systems-salt selection. Inst. Gas Technology, Chicago, Illinois 000—2881—1, 1976.

CZ 621.3.072 : 621.356

ORIENTATOR
BATERII FOTOGALVANICE

Considerații privind funcționarea bateriilor solare cu orientare automată

GHEORGHE PETROVICI, DOINA MORARU, MIRCEA FAUR, HARI MINȚI* — București

Proiectarea bateriilor solare presupune utilizarea cît mai eficientă a celulelor fotovoltaice, nu numai prin optimizarea sistemelor de încapsulare și a conexiunilor electrice, în raport cu regimul de radiație solară și consumator, ci și prin analiza funcționării sistemelor de urmărire a mișcării aparente a soarelui. Dacă pentru celulele fotovoltaice pe bază de GaAs, funcționînd în regim de radiație concentrată, orientarea concentratorului este pe deplin justificată, în ceea ce privește orientarea bateriilor solare pe bază de siliciu sau CdS funcționînd în radiație solară neconcentrată, utilizarea unui orientator trebuie argumentată.

Pentru a aprecia dacă este necesară și în ce caz devine convenabilă orientarea bateriilor fotovoltaice, se va folosi criteriul energiei produse, făcînd comparație între energia produsă de un panou orientat și unul neorientat. În acest scop se vor utiliza datele experimentale obținute cu celule din producția ICCE-Băneasa.

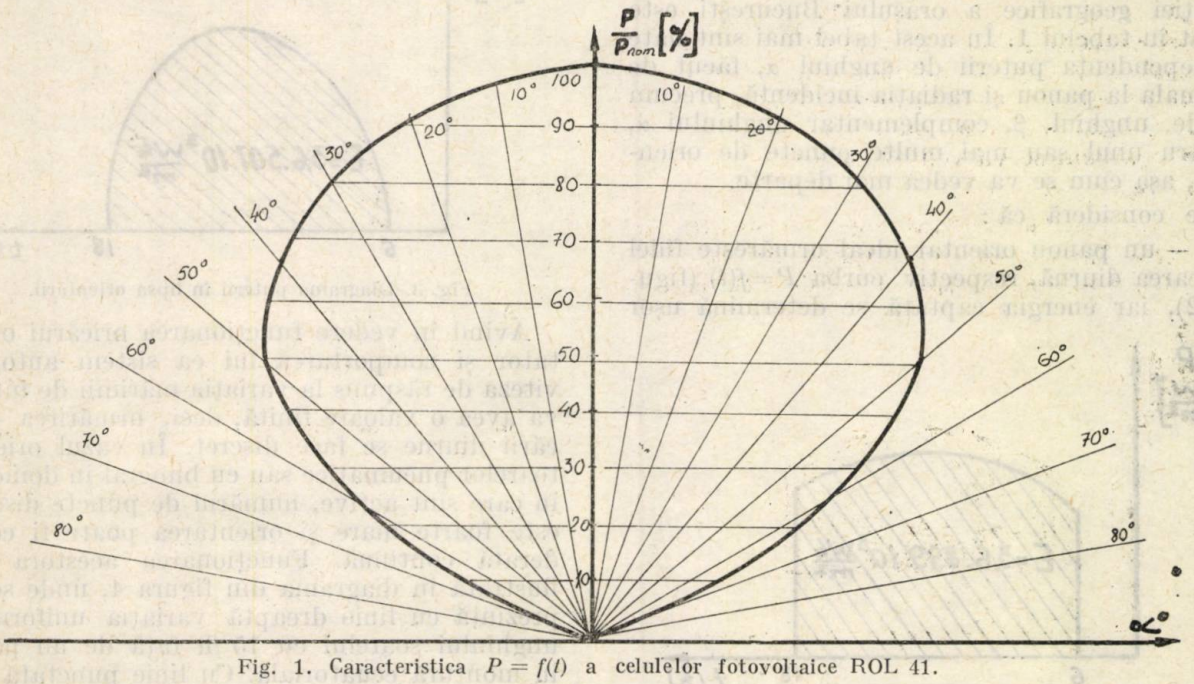


Fig. 1. Caracteristica $P = f(l)$ a celulelor fotovoltaice ROL 41.

Caracteristica de funcționare $P = f(\alpha)$ a unei celule fotovoltaice cu siliciu tip ROL 41 are forma din figura 1, și indică procentul din puterea maximă pe care o dă bateria atunci cînd radiația face un anumit unghi cu normala

* Ing. *Petrovici, Gh.*, dr. fiz. *Moraru, D.* fiz. *Faur, M.* și dr. fiz. *Minți, H.* sînt cercetători la ICPE-București.

Tabelul 1

Ora	P mW/cm²	β	$\alpha=90-\beta$	K_1	$P_1=K_1\cdot p$ mW/cm²	K_2	P_2 mW/cm²	K_3	P_3 mW/cm²	K_4	P_4 mW/cm²	K_5	P_5 mW/cm²
6	49	0	90	0	0	0,48	0	0,48	0	0,65	0	1	0
7	63	15	75	0,03	1,9	0,73	46	0,73	46	0,85	53,5	0,96	60
8	74	30	60	0,25	18,5	0,90	67	0,90	67	0,96	70	0,96	70
9	77	45	45	0,58	44,6	0,99	71	0,99	71	0,99	71	1	77
10	84	60	30	0,80	67,0	0,97	81	0,97	81	0,99	83	0,96	81
11	84	75	15	0,93	78,0	0,85	71	0,94	79	0,99	83	0,96	82
12	87	90	0	1	87,0	0,65	56	1	87	0,90	78	1	87
13	85	75	15	0,93	79,0	0,85	72	0,99	80	0,99	84	0,96	82
14	84	60	30	0,80	67,1	0,97	81	0,97	81	0,99	83	0,96	81
15	77	45	45	0,58	44,6	0,99	76	0,99	76	0,99	76	1	77
16	72	30	60	0,25	18,0	0,90	65	0,90	65	0,96	68	0,96	68
17	63	15	75	0,03	1,9	0,73	46	0,73	46	0,85	54	0,96	61
18	49	0	90	0	0	0,48	0	0,48	0	0,65	0	1	0

la panou. Se consideră în acest sens că puterea maximă se obține atunci cînd radiația incidentă este normală la panou ($\alpha = 0$).

Se consideră un panou orientat ideal într-o montură ecuatorială, mișcarea de orientare va fi uniformă 15°/h, iar energia livrată de panou va fi egală cu suprafața închisă de diagrama $P = f(t)$.

Modul de variație a puterii captate pe unitatea de suprafață P în funcție de oră și, respectiv de înălțimea soarelui, corespunzător poziției geografice a orașului București este redat în tabelul 1. În acest tabel mai sînt date și dependența puterii de unghiul α, făcut de normala la panou și radiația incidentă, precum și de unghiul β, complementar unghiului α, pentru unul sau mai multe puncte de orientare, așa cum se va vedea mai departe.

Se consideră că :

a — un panou orientat ideal urmărește fidel mișcarea diurnă, respectiv curba $P=f(t)$ (figura 2), iar energia captată se determină ușor

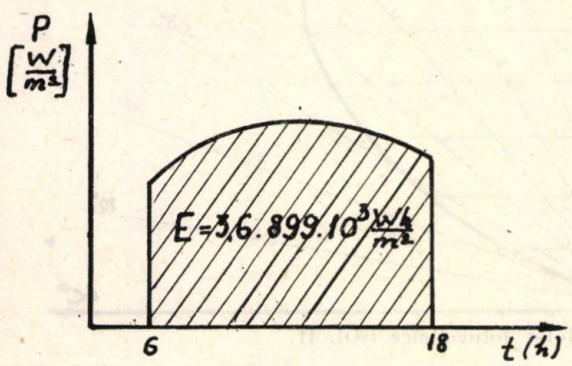


Fig. 2. Diagrama puterii în condițiile unei orientări continue.

prin integrarea funcției în raport cu timpul, integrare care se face numeric întrucît funcția nu este dată. Rezultă :

$$E = 3{,}6 \cdot 899 \cdot 10^3 \text{ Wh/m}^2;$$

b — panoul cu bateria fotovoltaică este neorientat și fixat pe poziția în care $\alpha = 0$, cînd soarele trece la meridian. În acest caz P are două dependente $P = f(\alpha)$ și $\mathbf{P} = f(t)$ la niște ore date, conform tabelului 1 și care vor determina o diminuare a energiei captate de panou conform figurii 3. Integrînd se obține :

$$E = 3{,}6 \cdot 507 \cdot 10^3 \text{ W h/m}^2.$$

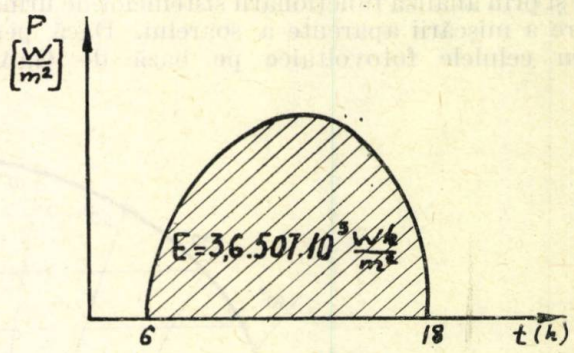


Fig. 3. Diagrama puterii în lipsa orientării.

Avînd în vedere funcționarea oricărui orientator și comportarea lui ca sistem automat, viteza de răspuns la variația mărimii de intrare va avea o valoare finită, deci, urmărirea mișcării diurne se face discret. În cazul orientatoarelor pneumatice sau cu bimetal în domeniul în care sînt active, numărul de puncte discrete este foarte mare și orientarea poate fi considerată continuă. Funcționarea acestora este ilustrată în diagrama din figura 4, unde se reprezintă cu linie dreaptă variația uniformă a unghiului soarelui cu 15°/h față de un panou în montură ecuatorială. Cu linie punctată este marcată variația unghiului orientatorului în același interval.

Din cele arătate reies următoarele concluzii :

1. Domeniul de acțiune a orientatorului este $\beta_2 - \beta_1$ și este mai mic decît 180°.

2. Pe tot domeniul de acțiune există un decalaj de unghi între radiația incidentă și normală la panoul orientat. Acest unghi este mai

mare la capetele intervalului, ceea ce se datorează pe de o parte creşterii cuplului rezistent al orientatorului, iar pe de altă parte, scăderii densităţii radiaţiei, motiv pentru care şi viteza de răspuns a sistemului este mai mică.

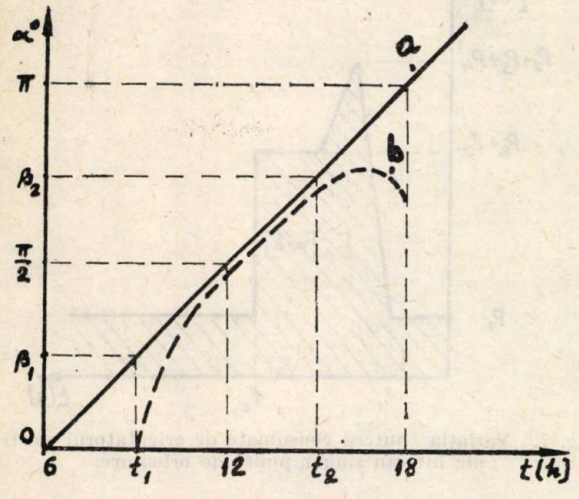


Fig. 4. a — Variaţia unghiulară a înălţimii soarelui; b — variaţia unghiulară a poziţiei orientatorului.

Pentru aceste orientatoare, care au un domeniu limitat de funcţionare, înţelegînd prin aceasta că unghiul cu care se pot roti este de $\beta = \beta_2 - \beta_1 < 180°$, aprecierea modului de funcţionare se face după criteriul energiei livrate, considerînd diagrama $P = f(\alpha)$ a celulelor fotovoltaice, figura 5.

Pe domeniul unghiului β_1 de inactivitate a orientatorului la răsărit energia se calculează utilizînd arcul OA din caracteristică (figura 5),

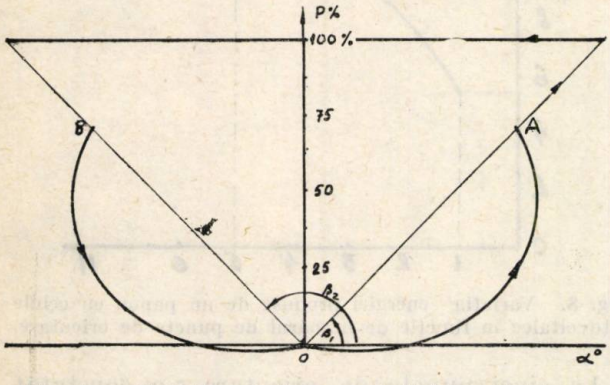


Fig. 5 — Variaţia relativă a puterii în condiţiile unui orientator pneumatic.

apoi puterea devine maximă pe tot domeniul $\beta_2 - \beta_1$, iar la apus se merge pe caracteristica OB. Integrînd se determină E.

Evident, cu cît $\beta = \beta_2 - \beta_1$ este mai mare $E \to E_{max}$.

Pentru a putea stabili exact cîştigul realizat prin orientare, se va defini un coeficient de cîştig C_0:

$$C_0 = \frac{E_0 - E_{n0}}{E_{max} - E_{n0}},$$

unde: E_{max} este valoarea maximă pe care o poate lua energia captată (cazul în care orientarea este ideală);

E_0 — valoarea energiei captate în cazul în care are loc orientarea în anumite limite;

E_{n0} — valoarea energiei captate fără orientare.

Analizînd valorile limită pe care le poate lua C_0, se constată că pentru $E_{n0} \leqslant E_0 \leqslant E_{max}$, rezultă $0 \leqslant C_0 \leqslant 1$ ceea ce reflectă fidelitatea orientării.

În cazul în care se propune un orientator cu comandă electronică, o parte din energia produsă de bateria fotovoltaică va fi consumată de orientator. În scopul diminuării acestei energii orientarea se poate face numai în cîteva puncte. Stabilirea numărului necesar N de puncte, în care să se facă orientarea este importantă, întrucît influenţează consumul de energie pentru orientare.

Se va stabili variaţia coeficientului C_0 în funcţie de numărul de puncte de orientare N, folosind datele din tabelul 1 şi calculînd energia captată de baterie pentru cazul cînd $N = 1, 2, 3, 4, 5, \ldots$, rezultă curba din figura 6.

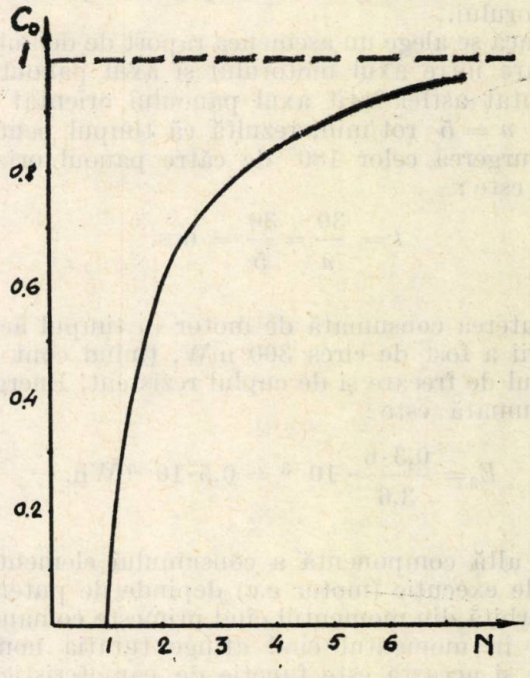


Fig. 6. Variaţia coeficientului de orientare C_0 cu numărul de puncte de orientare N.

Se constată, la început, o creştere rapidă a cîştigului C_0 cu creşterea lui N, apoi o aplatizare a curbei, deci alegînd mai mult de 5—6 puncte de orientare cîştigul obţinut este mic.

Pentru a putea estima în ce măsură este influenţat consumul de energie de numărul de puncte N, se vor lua ca exemplu de calcul modelul experimental de comandă electro-

nică, realizat în ICPE, defalcînd consumurile în felul următor :

1 — consumul schemei electronice, conţinînd traductorul, amplificatorul de eroare, elementul de comandă ;

2 — consumul elementului de execuţie (motor c.c).

Consumul de repaus al schemei electronice a fost de circa 120 mW, iar în momentul cînd schema acţiona era de circa 250 mW.

Avînd în vedere că componenta de repaus există tot timpul cît există radiaţie, pentru o zi de 12 ore, energia consumată va fi :

$$E_1 = 120 \cdot 10^{-3} \cdot 12 = 1{,}44 \text{ Wh}.$$

A doua componentă a energiei consumate de sistemul electronic este determinată de timpul cît ea acţionează. Dacă se consideră că timpul necesar parcurgerii celor 180° este de 6 s :

$$E_2 = \frac{250 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^{-3}}{3{,}6} = 0{,}4 \cdot 10^{-3} \text{Wh}.$$

Consumul elementului de execuţie are componenta întîia legată de timpul de acţionare al motorului.

Dacă se alege un asemenea raport de demultiplicare între axul motorului şi axul panoului, orientat astfel încît axul panoului orientat să aibă $n = 5$ rot/min, rezultă că timpul pentru parcurgerea celor 180° de către panoul orientat este :

$$t = \frac{30}{n} = \frac{30}{5} = 6 \text{ s}.$$

Puterea consumată de motor în timpul acţionării a fost de circa 300 mW, ţinînd cont de cuplul de frecare şi de cuplul rezistent. Energia consumată este :

$$E_3 = \frac{0{,}3 \cdot 6}{3{,}6} \cdot 10^{-3} = 0{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ Wh}.$$

O altă componentă a consumului elementului de execuţie (motor c.c) depinde de puterea absorbită din momentul cînd primeşte comanda pînă în momentul cînd atinge turaţia nominală şi aceasta este funcţie de caracteristicile motorului şi de momentul de inerţie al întregului sistem, determinat în cazul de faţă de panoul cu celule fotovoltaice cu dimensiunile de 200 × 150 × 30 mm. Această componentă este direct proporţională cu numărul de puncte de orientare. Puterea consumată a fost de circa 500 mW, iar energia corespunzătoare :

$$E_4 = \frac{0{,}5 \cdot 6}{3{,}6} \cdot 10^{-3} = 0{,}83 \cdot 10^{-3} \text{ Wh}.$$

Se trasează o diagramă a variaţiei puterii în timp (figura 7). Ciclul de variaţie a puterii se repetă pentru fiecare punct de orientare.

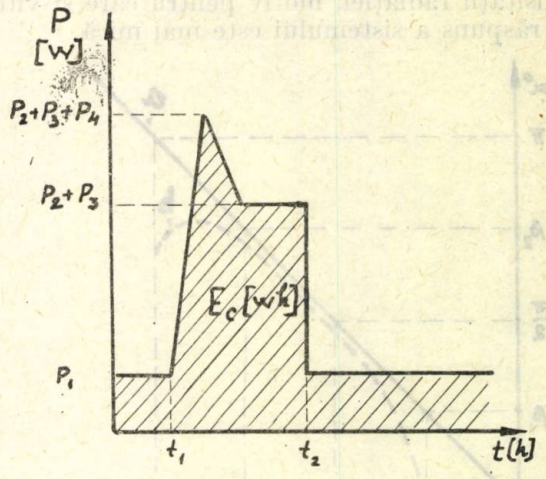


Fig. 7. Variaţia puterii consumate de orientatorul electronic într-un singur punct de orientare.

Puterea produsă pe panoul experimentat care conţine 30 celule fotovoltaice cu siliciu, a fost $P = 1{,}0$ W la o radiaţie de 90 mW/cm², iar energia produsă într-o zi de 12 ore de radiaţie dacă s-au realizat 1, 2, 3, 4, 5 puncte de orientare, are alura din figura 8.

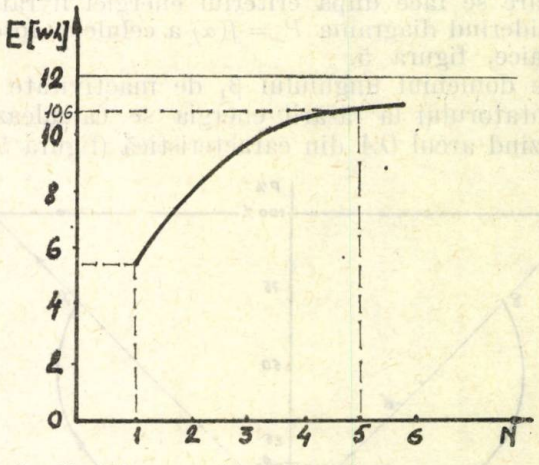


Fig. 8. Variaţia energiei produse de un panou cu celule fotovoltaice în funcţie de numărul de puncte de orientare.

La cinci puncte de orientare s-a constatat o energie produsă de 11,5 Wh, iar consumul necesar orientării fiind :

$$E_c = E_1 + E_2 + E_3 + NE_4.$$

Astfel, pentru $N = 5$, s-a obţinut o energie consumată pentru orientare :

$$E_c = 1{,}445 \text{ Wh},$$

ceea ce reprezintă circa 12,4% din puterea produsă, iar puterea cîştigată datorită orientării este de circa 33%.

Concluzii

— Ponderea energiei consumate o are puterea de repaus a schemei electronice, care poate fi influențată printr-o alegere judicioasă a schemei și folosirea unor componente electronice de bună calitate.

— Se poate realiza o scădere a consumului de energie consumată prin scurtarea timpului de funcționare a instalației electronice și a motorului în sarcină, ceea ce corespunde cu o trecere rapidă de la un punct de orientare la celălalt.

— Alegerea unui număr mare de puncte de orientare conduce la creșterea sensibilă a consumului, datorită, în primul rînd, funcționării în sarcină a schemei electronice și a motorului, precum și a necesității de a învinge cuplul de inerție a sistemului orientat.

CZ 621.362

MODULE TERMOELECTRICE
REZISTENȚĂ ELECTRICĂ
MĂSURARE

Măsurarea directă a rezistenței electrice interne a modulelor termoelectrice

JENÖ JAKLOVSZKY, GHEORGHE ALDICA* — București

Cunoașterea rezistenței electrice interne a modulelor termoelectrice generatoare este utilă ca o măsură a calității lor și pentru a determina ușor rezistența de sarcină optimă.

Se poate afla rezistența internă a unui modul în regim de generator prin măsurarea diferenței dintre forța electromotoare și tensiunea la borne cînd se debitează curent pe o rezistență de sarcină cunoscută. În acest caz, însă, variații mici de temperatură pot produce erori mari.

Măsurarea rezistenței interne a modulelor termoelectrice nu se poate face în curent continuu, deoarece în module ia naștere o diferență de temperatură și tensiune Seebeck, generată sub acțiunea ei; este de același ordin de mărime ca și căderea de tensiune pe modul și se adaugă acesteia.

De aceea măsurarea rezistenței interne trebuie făcută în curent alternativ. Aceasta se poate face fie prin măsurarea directă a căderii de tensiune la bornele modulului, cînd se trece prin el un curent alternativ cunoscut, fie prin măsurarea rezistenței într-o punte de curent alternativ. S-a optat pentru prima metodă, deoarece realizarea unei punți de curent alternativ exacte, care să măsoare în domeniul miliohmilor, este dificilă. Metoda folosită este destul de simplă și permite și măsurarea rezistenței modulului la diverse temperaturi. Curentul trebuie să fie cît mai mic, pentru a evita încălzirea modulului prin efect Joule, dar este limitat inferior de sensibilitatea aparaturii utilizate. În cursul încercărilor s-a găsit ca optim curentul de 2 mA.

Este mai bine ca măsurarea acestui curent să se facă cu o rezistență etalon montată în serie cu modulul, în loc de a folosi miliampermetrul. Un comutator permite măsurarea consecutivă a căderii de tensiune pe rezistența etalon și pe modul, iar rezistența internă se determină din formula:

$$R_I = R_E \frac{U_M}{U_E}, \qquad (1)$$

unde R_I este rezistența internă a modulului, R_E — valoarea rezistenței etalon, iar U_M și U_E sînt căderile de tensiune pe modul, respectiv pe rezistența etalon.

În cazul de față măsurarea căderilor de tensiune pe rezistența etalon și pe modul se face cu același aparat de măsură, iar eroarea de măsură are același sens și se diminuează prin raportul mărimilor. Rezistența etalon trebuie să aibă o valoare apropiată de rezistența internă a modulului pentru ca măsurarea ambelor căderi de tensiune să se facă cu aceeași eroare.

Montajul folosit

Rezistența internă a modulului este de ordinul a 60 mΩ, curentul care trece prin modul este de aproximativ 2÷3 mA, astfel că, la bornele modulului căderea de tensiune nu depășește 0,15 mV. Deci, se impune necesitatea măsurării unor semnale mici de curent alternativ cu o precizie cît mai mare. Dacă se lucrează la frecvența rețelei este foarte dificil de a măsura semnale așa mici fără acțiunea perturbatoare a paraziților. Pentru acest motiv s-a ales un montaj mai complicat în care curentul este obținut de la un generator de curent alternativ cu frecvență reglabilă, iar căderile de tensiune

* Ing. *Jaklovszky, J.* și fiz. *Aldica, Gh.* sînt cercetători la I.F.T.M. — București.

se măsoară cu ajutorul unui nanovoltmetru selectiv la ieşirea căruia semnalul se citeşte pe un voltmetru digital. Schema montajului folosit este redată în figura 1.

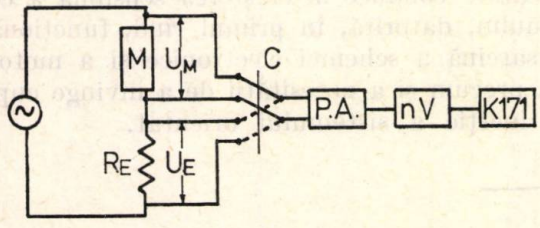


Fig. 1.

S-a folosit un generator de curent alternativ tip TESLA BM 269 C, un nanovoltmetru selectiv UNIPAN tip 227 precedat de un preamplificator tip 203.7, iar ca voltmetru digital s-a utilizat multimetrul numeric Keithley 171. Comutatorul *C* realizează măsurarea consecutivă cu acelaşi lanţ de măsură a semnalelor provenind de la rezistenţa etalon şi de la modulul termoelectric. Rezistenţa etalon de manganină a avut valoarea de $100 \pm 0{,}2$ mΩ.

Rezultate experimentale

Măsurătorile de rezistenţă internă, sînt în cazul acestei metode, destul de rapide şi precizia este foarte bună, eroarea nedepăşind 1%. Sensibilitatea măsurătorii este aşa de ridicată că se pot simţi variaţii ale temperaturii modulului de ordinul gradului Celsius. Din acest motiv măsurătorile diverselor module s-au făcut la aceeaşi temperatură, anume 25°C, iar pe cîteva module s-au făcut determinări ale variaţiei rezistenţei interne în funcţie de temperatura medie a plăcilor de comutaţie.

Rezistenţa internă a modulelor termoelectrice creşte cu temperatura ambiantă. Pentru a cunoaşte valoarea acestei creşteri, necesară la determinarea rezistenţei interne a modulului în condiţii normale de funcţionare, s-a montat modulul *5*, prevăzut cu termocuple la plăcile de comutaţie reci şi calde pe un radiator, iar partea superioară a fost expusă la un încălzitor cu raze infraroşii. S-au măsurat temperaturile plăcilor de comutaţie şi rezistenţa internă a modulului.

În figura 2 se prezintă variaţia rezistenţei interne a modulului termoelectric *5* în funcţie de media aritmetică a temperaturii plăcilor de comutaţie. Dacă la temperatura de 22°C, deci fără expunere la soare, rezistenţa internă este de 62 mΩ ea ajunge la temperatura de 83°C (medie între 117 şi 49°C), la valoarea de 82 mΩ. Variaţia rezistenţei s-a găsit a fi aproape liniară în funcţie de temperatură avînd o rată a creşterii de 0,33 mΩ/°C.

Metoda fiind sensibilă se pot depista şi variaţiile de rezistenţă internă între diversele plăci de comutaţie ale modulului ceea ce permite localizarea defectelor de contactare. Pentru măsurarea căderilor de tensiune parţială pe diverse plăci de comutaţie se foloseşte un montaj a cărei schemă este redată în figura 3.

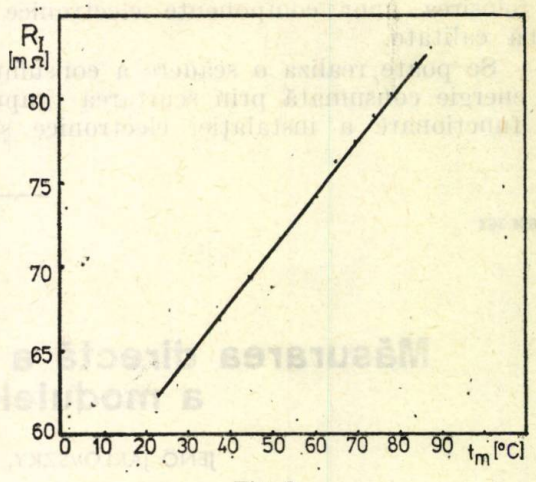


Fig. 2.

Prin modul se trece curentul alternativ de 2 mA, unul din firele de tensiune se leagă la un capăt al modulului, iar celălalt fir de tensiune este prevăzut cu o sondă şi se aplică pe plăcile de comutaţie superioare.

Dacă se reprezintă grafic căderile de tensiune parţiale pe diferitele plăci de comutaţie, se obţine, în cazul unui modul termoelectric fără defecte, o linie dreaptă, iar în cazul unui modul defect o linie frîntă din salturile căreia se pot localiza contactele imperfecte. Dacă apare o creştere bruscă a căderii de tensiune parţiale sub forma unui salt, înseamnă că faţă de placa de comutaţie precedentă pe lîngă căderea de tensiune produsă de termoelemente se adaugă şi o cădere de tensiune produsă de un contact electric prost.

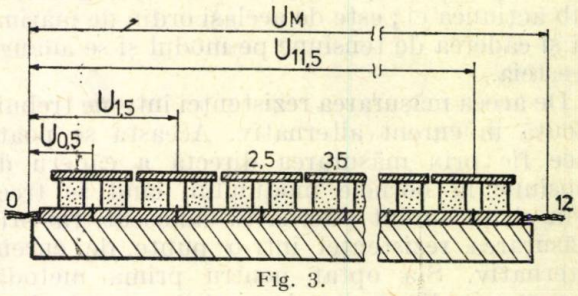


Fig. 3.

Din figura 4 se observă că, la realizarea căderii de tensiune între două plăci de comutaţie superioare contribuie două termoelemente avînd fiecare cîte 2 contacte şi o placă de comutaţie inferioară.

Pentru a afla mai precis la care dintre termoelementele în cauză există contactul defect, se determină temperatura la care se răcesc 2

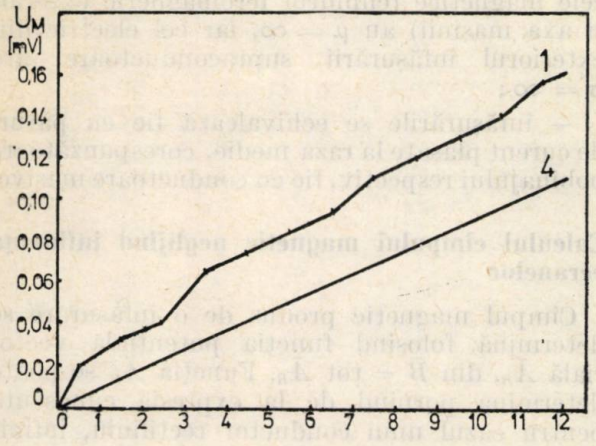


Fig. 4.

plăci de comutaţie superioare, cînd prin modul se trece un curent continuu. Temperatura plăcii de comutaţie, care ascunde un contact defect, este mai mare deoarece răcirea termoelectrică este diminuată de căldura Joule degajată în acest contact.

Concluzii

Metoda propusă de măsurare a rezistenţei electrice interne a modulelor se prezintă ca o metodă simplă, rapidă şi foarte utilă.

Pe lîngă determinarea rezistenţei interne globale a modulelor, cu această metodă se pot măsura şi rezistenţele interne parţiale. Acest lucru permite depistarea şi înlăturarea rapidă a contactelor defecte dintre plăci şi termoelemente.

Un alt avantaj al metodei constă în posibilitatea determinării variaţiei rezistenţei interne a modulelor cu temperatura şi, deci, testarea acestora în condiţii normale de lucru.

Fiabilitatea modulelor termoelectrice se poate determina cu acelaşi montaj cu supunerea modulelor la cicluri termice şi măsurarea variaţiei rezistenţei interne în timp.

CZ. 621.3.013 : 538.311

CÎMP MAGNETIC
REACTANŢE
MAŞINI SINCRONE
CALCUL

Contribuţii la calculul cîmpului magnetic şi al reactanţelor la maşinile sincrone cu excitaţie supraconductoare

EMA CONSTANTIN, DUMITRU RADU* — Timişoara

Introducere

În literatura de specialitate din ultima perioadă au apărut numeroase lucrări cu privire la studiul şi aplicaţiile materialelor, supraconductoare, din care rezultă că pe plan mondial se depun eforturi deosebite pentru folosirea lor eficientă în diferite instalaţii. Unul din domeniile importante în care se vor putea folosi materialele supraconductoare este cel al maşinilor electrice, deocamdată doar maşinile la care se cere un cîmp magnetic constant în timp. În acest sens s-a trecut la studiul şi realizarea de maşini sincrone la care cîmpul magnetic inductor să fie produs de o înfăşurare de excitaţie supraconductoare [1...7]. Aceste preocupări sînt justificate de faptul că puterea turbogeneratoarelor în construcţie convenţională este limitată practic la 1 000—1 200 MVA, printre altele şi din cauza pierderilor mari pentru producerea cîmpului inductor, dar şi datorită dimensiunilor mari de gabarit care rezultă. Din aceste motive este firesc să se treacă la o nouă soluţie în construcţia generatoarelor sincrone, folosind înfăşurarea de excitaţie supraconductoare, care să permită mărirea puterii prin realizarea unui cîmp magnetic mai intens la un volum relativ mic ocupat de înfăşurare. Prin eliminarea miezului de fier creşte şi spaţiul disponibil pentru înfăşurarea indusului şi deoarece aceasta nu mai este plasată în ancoşe poate fi mărită şi tensiunea nominală a maşinii, neexistînd pericolul de străpungere între bobine şi miezul de fier. Avantajele prezentate devin însă preponderente numai la valori mari ale puterii generatoarelor, cînd costul ridicat al materialului supraconductor, criostatului şi instalaţiei de refrigerare este compensat de creşterea randamentului şi de scăderea dimensiunilor şi a greutăţii. Din studiile efectuate şi publicate în [3, 4, 7] rezultă că generatoarele sincrone cu excitaţie supraconductoare devin economice la puteri mai mari de 1 000 MW. Există perspectiva ca acestea să devină compe-

* Dr. ing. *Constantin, E.* este conferenţiar la Institutul politehnic „Traian Vuia" din Timişoara, ing. *Radu, D.* este asistent la acelaşi institut.

titive şi la puteri mai mici (500 MW) odată cu perfecţionările în tehnologia materialelor supraconductoare şi a tehnicii frigului.

În lucrarea de faţă se prezintă calculul cîmpului magnetic în diferitele porţiuni ale maşinii şi se determină reactanţele maşinii în regim staţionar şi tranzitoriu. Relaţiile obţinute evidenţiază particularităţile maşinii sincrone cu excitaţie supraconductoare faţă de cea clasică şi prezintă punctul de plecare pentru elaborarea unei metode de proiectare.

Particularităţi constructive şi ipoteze de calcul

În literatură [2, 4, 7, 9] sînt descrise mai multe tipuri de maşini sincrone cu excitaţie supraconductoare, parte din ele realizate practic. Pe baza rezultatelor experimentale obţinute şi a cerinţelor impuse generatoarelor, se pare că prezintă interes construcţia avînd înfăşurarea de excitaţie supraconductoare şi criostatul rotitor. Părţile componente ale maşinii sînt prezentate pentru acest caz în figura 1. Înfăşurarea supraconductoare este ecranată faţă de cîmpul magnetic variabil al indusului printr-un cilindru conductor care se roteşte împreună cu inductorul. Înfăşurarea indusului nu este fixată pe miez feromagnetic, ci se consolidează cu materiale izolante. În exteriorul ei este plasat un ecran magnetic pentru micşorarea cîmpului magnetic de dispersie din exteriorul maşinii, avînd forma unui cilindru din tole feromagnetice.

La determinarea cîmpului magnetic din interiorul maşinii s-au admis cîteva ipoteze simplificatoare, care să permită efectuarea unui calcul mai simplu, fără a influenţa însă prea mult exactitatea rezultatelor şi anume :

— lungimea maşinii este mare în raport cu dimensiunile transversale, deci cîmpul magnetic va avea numai două componente în planul transversal al maşinii, în coordonate polare B_r şi B_θ ;

— mediile sînt liniare, inclusiv ecranele magnetice (deoarece în aceste puncte inducţia magnetică este mică) şi, deci, se poate aplica superpoziţia ;

— ecranele electromagnetice sînt ideale, adică cele magnetice (cilindrul feromagnetic exterior şi axa maşinii) au $\mu = \infty$, iar cel electric din exteriorul înfăşurării supraconductoare are $\sigma = \infty$;

— înfăşurările se echivalează fie cu pături de curent plasate la raza medie, corespunzătoare bobinajului respectiv, fie cu conductoare masive.

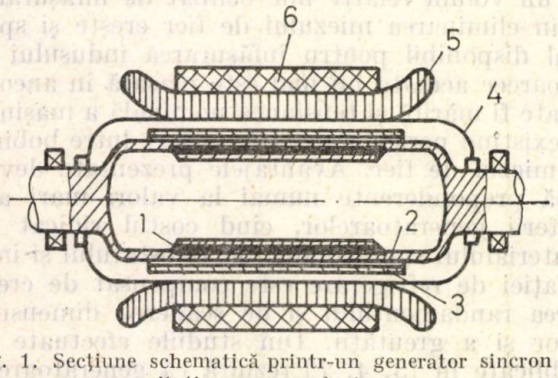


Fig. 1. Secţiune schematică printr-un generator sincron cu excitaţie supraconductoare :
1 — bobina supraconductoare ; *2* — peretele camerei cu He lichid ; *3* — ecran din Cu sau Al ; *4* — cameră cu vid ; *5* — bobinajul indusului ; *6* — ecran magnetic.

Calculul cîmpului magnetic neglijînd influenţa ecranelor

Cîmpul magnetic produs de o înfăşurare se determină folosind funcţia potenţială vectorială $\bar{A}_B$, din $\bar{B} = \text{rot}\ \bar{A}_B$. Funcţia $\bar{A}_B$ se poate determina pornind de la expresia cunoscută pentru cazul unui conductor rectiliniu, infinit lung, parcurs de curentul i :

$$A_B = -\frac{\mu_0 i}{2\pi} \ln R + C, \qquad (1)$$

în care s-a notat cu R distanţa de la conductor la punctul considerat şi care poate fi exprimată funcţie de mărimile r, a, φ, θ (fig. 2), folosind o dezvoltare în serie. Pe baza expresiei (1) se poate obţine prin însumare A_B la un multipol cu p perechi de poli (fig. 3), la un multipol format cu pături de curent cu densitate

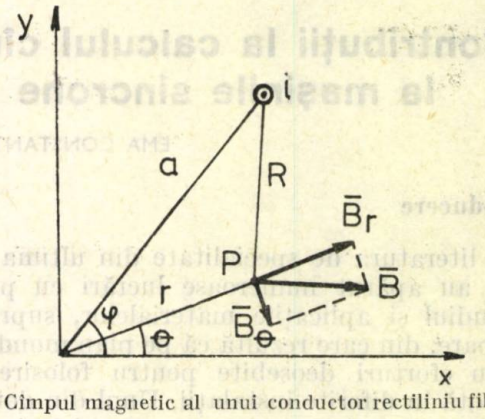


Fig. 2. Cîmpul magnetic al unui conductor rectiliniu filiform.

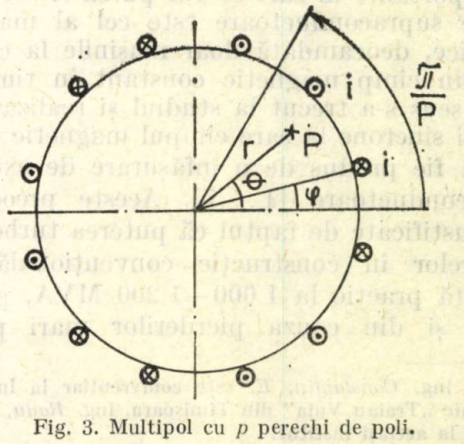


Fig. 3. Multipol cu p perechi de poli.

Tabelul 1

Cazul	Domeniul	A_B
figura 2	$r < a$	$\frac{\mu_0 i}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{r}{a}\right)^n \cos n(\varphi - \theta)$
	$r > a$	$\frac{\mu_0 i}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{a}{r}\right)^n \cos n(\varphi - \theta)$
figura 3	$r < a$	$\frac{\mu_0 2ip}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{r}{a}\right)^n \cos n\theta \cos n\varphi$; $n = (2k+1)p$
	$r > a$	$\frac{\mu_0 2ip}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{a}{r}\right)^n \cos n\theta \cos n\varphi$
figura 4	$r < a$	$\frac{\mu_0 2apj_l}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{r}{a}\right)^n \cos n\theta \sin n\varphi$; $n = (2k+1)p$
	$r > a$	$\frac{\mu_0 2apj_l}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{a}{r}\right)^n \cos n\theta \sin n\varphi$
figura 5	$r > a_1$	$\frac{\mu_0 2jp}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{r^n(a_2^{2-n} - a_1^{2-n})}{n^2(2-n)} \cos n\theta \sin n\varphi$
	$r > a_2$	$\frac{\mu_0 2jp}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{r^{-n}(a_2^{2+n} - a_1^{2-n})}{n^2(2+n)} \cos n\theta \sin n\varphi$; $n = (2k+1)p$
	$a_1 < r < a_2$	$\frac{\mu_0 2jp}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{r^n(a_2^{2-n} - r^{2-n})}{n^2(2-n)} + \frac{r^{-n}(r^{2+n} - a_1^{2+n})}{n^2(2+n)} \right] \cdot \cos n\theta \sin n\varphi$

liniară constantă cuprinsă între $\pm\varphi$ (fig. 4) sau și la un multipol format din conductoare masive (fig. 5). Rezultatele obținute sînt date în tabelul 1. Dintre acestea, ultimele două cazuri interesează la studiul cîmpului magnetic al mașinilor electrice.

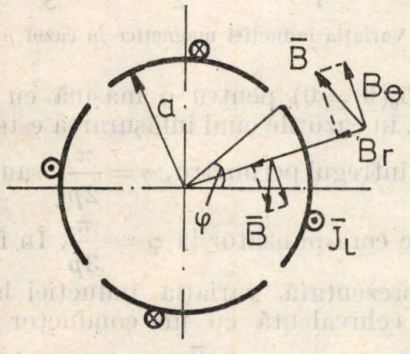


Fig. 4. Multipol format cu pături de curent.

Componentele inducției magnetice se determină în coordonate polare din :

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A_B}{\partial \theta}; \quad B_\theta = -\frac{\partial A_B}{\partial r}, \qquad (2)$$

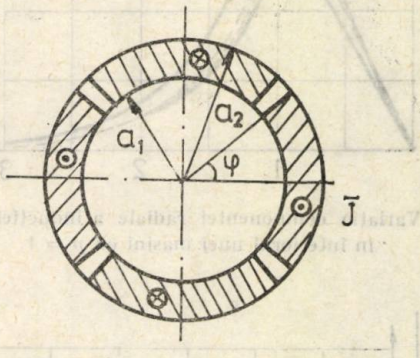


Fig. 5. Multipol format cu conductoare masive.

și se obțin pentru cele două cazuri care interesează, expresiile din tabelul 2 unde pentru simplificare s-au scris în aceeași expresie atît B_r cît și B_θ, mărimile de sus fiind pentru B_r. iar cele de jos pentru B_θ.

Relațiile date în tabelul 2 permit calcularea cîmpului magnetic produs atît de înfășurarea de excitație supraconductoare, cît și de cea a indusului. Pentru exemplificare s-a reprezentat în figurile 6, 7, 8, variația componentelor inducției magnetice $B_r\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right)$, res-

Tabelul 2

Cazul	Domeniul	B_r și B_θ	$n = (2k+1)p$
figura 4	$r < a$	$B_\theta^r = -\frac{\mu_0 2pj_l}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{r}{a}\right)^{n-1} \begin{matrix}\sin n\theta \\ \cos n\theta\end{matrix} \begin{matrix}\sin n\varphi \\ \cos n\theta\end{matrix}$	
	$r > a$	$B_0^r = \pm \frac{\mu_0 2pj_l}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{a}{r}\right)^{n+1} \begin{matrix}\sin n\theta \\ \cos n\theta\end{matrix} \begin{matrix}\sin n\varphi \\ \cos n\theta\end{matrix}$	
figura 5	$r < a_1$	$B_\theta^r = -\frac{\mu_0 2pj}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{r^{n-1}}{n(2-n)} (a_2^{2-n} - a_1^{2-n}) \begin{matrix}\sin n\theta \\ \cos n\theta\end{matrix} \begin{matrix}\sin n\varphi \\ \cos n\theta\end{matrix}$	
	$r > a_2$	$B_\theta^r = \pm \frac{\mu_0 2pj}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{r^{-n-1}}{n(2+n)} (a_2^{n+2} - a_1^{n+2}) \begin{matrix}\sin n\theta \\ \cos n\theta\end{matrix} \begin{matrix}\sin n\varphi \\ \cos n\theta\end{matrix}$	
	$a_1 < r < a_2$	$B_\theta^r = -\frac{\mu_0 2pj}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{r}{n(4-n^2)} \left[\begin{matrix}-2n \\ -4\end{matrix} + (n+2)\left(\frac{r}{a_2}\right)^{n-2} - (2-n)\left(\frac{a_1}{r}\right)^{n+2}\right] \cdot \begin{matrix}\sin n\theta \\ \cos n\theta\end{matrix} \begin{matrix}\sin n\varphi \\ \cos n\theta\end{matrix}$	

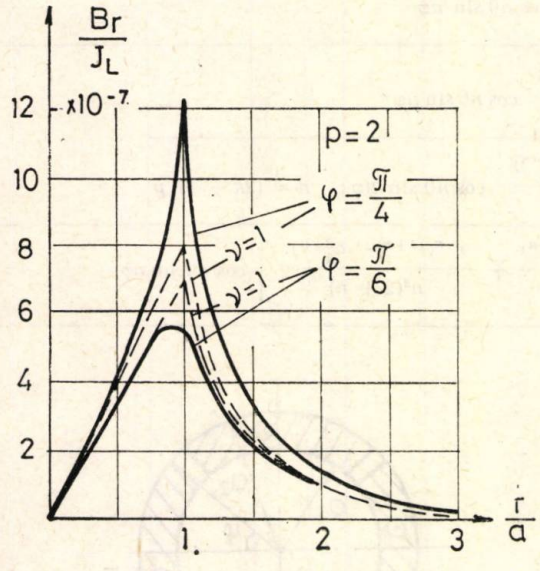


Fig. 6. Variația componentei radiale a inducției magnetice în interiorul unei mașini cu $p = 1$.

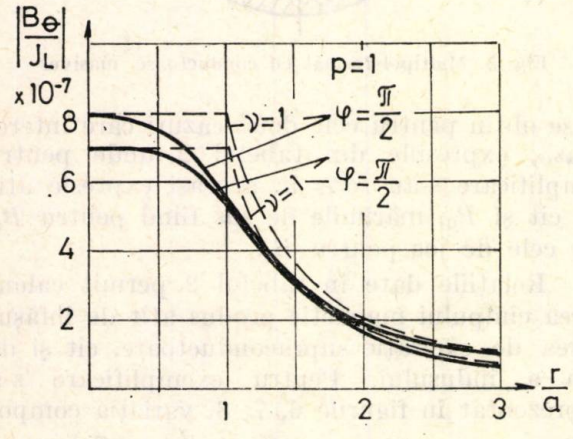


Fig. 7. Variația componentei tangențiale a inducției magnetice în interiorul unei mașini cu $p = 1$.

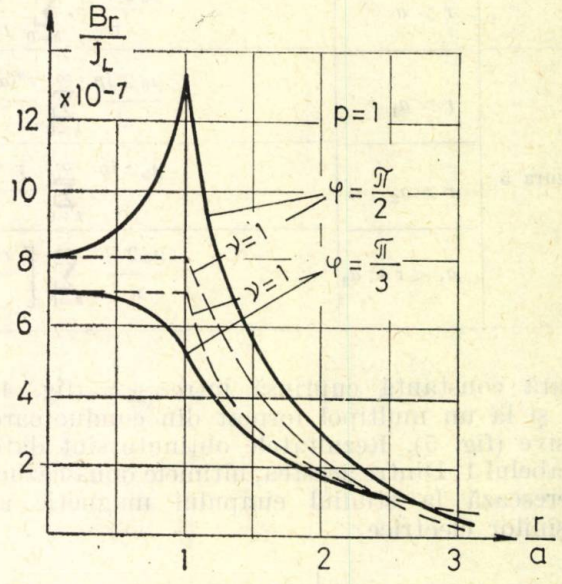


Fig. 8. Variația inducției magnetice în cazul $p = 2$.

pectiv, $B_0(\theta = 0)$ pentru o mașină cu $p = 1$ sau $p=2$, în cazurile cînd înfășurarea este repartizată pe întregul perimetru, $\varphi = \frac{\pi}{2p}$, sau numai pe un arc corespunzător la $\varphi = \frac{\pi}{3p}$. În figura 9 este reprezentată variația inducției la o înfășurare echivalentă cu un conductor masiv. În cazurile în care $\varphi = \frac{\pi}{2p}$, armonica de ordinul trei este mare, ca și cîmpul magnetic pe înfășurarea supraconductoare. Solicitarea înfășurării este mai mică la $\varphi \neq \frac{\pi}{2p}$, la $\varphi = \frac{\pi}{3p}$ lipsește armonica de ordinul trei, dar scade puțin și armonica fundamentală. Un cîmp magnetic care să varieze sinusoidal, fără armo-

nici superioare, ar putea fi obținut cu o înfășurare care să asigure o densitate liniară de curent, variabilă, $j_l = j_{lm} \cos \theta$.

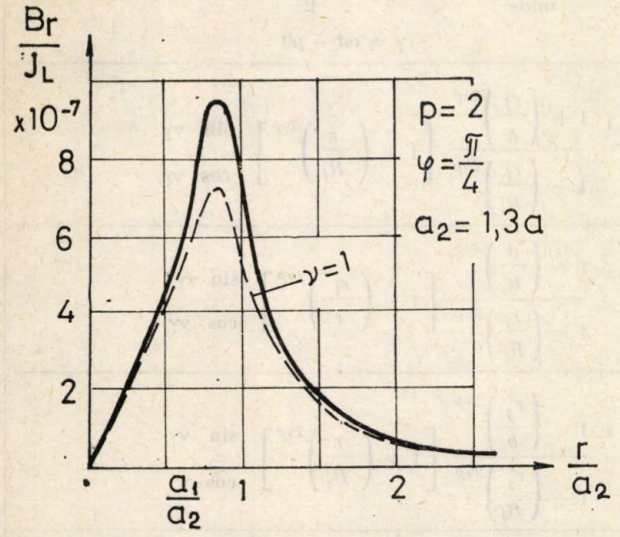


Fig. 9. Variația inducției magnetice în cazul că se echivalează înfășurarea cu un conductor masiv.

Influența ecranelor asupra cîmpului magnetic din mașină

Cîmpul magnetic produs de o înfășurare echivalentă cu o pătură de curent în prezența ecranelor magnetice de raze r_j, respectiv R și a ecranului electric cu raza r'_j (fig. 10), se determină tot cu ajutorul funcției potențiale A_B,

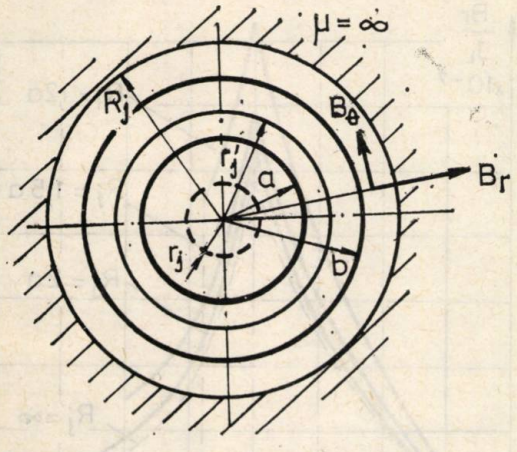


Fig. 10. Secțiune transversală schematică prin mașină.

care în exteriorul păturilor de curent (de raze a, respectiv b) satisface ecuația $\Delta A_B = 0$, care în coordonate polare este de forma:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial A_B}{\partial r} + \frac{\partial^2 A_B}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 A_B}{\partial \theta^2} = 0. \qquad (3)$$

Folosind metoda separării variabilelor, soluția ecuației este de forma:

$$A_B = \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\theta + B_n \sin n\theta)(C_n r^n + D_n r^{-n}), \quad (4)$$

care se simplifică observînd că la pătura de curent trebuie să fie satisfăcută condiția:

$$\left(\frac{\partial A_B}{\partial r}\right)_{\text{int}} = \left(\frac{\partial A_B}{\partial r}\right)_{\text{ext}} + \mu_0 j_l$$

și

$$\left(\frac{\partial A_B}{r\partial \theta}\right)_{\text{int}} = \left(\frac{\partial A_B}{r\partial \theta}\right)_{\text{ext}}, \qquad (5)$$

unde, j_l este o undă mobilă, avînd pentru armonica de ordinul ν expresia $j_{l\nu} = j_{l\nu m} \cos \nu(\omega t - p\theta)$, cu amplitudinea $j_{l\nu m}$ funcție de variația densității lineice pe periferia înfășurării, de exemplu pentru înfășurarea de excitație multipolară cu densitate constantă (fig. 4) rezultă:

$$j_{l\nu m} = \frac{4J_l p}{\pi n} \sin n\varphi. \qquad (6)$$

Ținînd seama de relația (5) rezultă că A_B trebuie să aibă o dependență de θ identică cu j_l și deci:

$$A_B = \sum_{n=1}^{\infty} (C'_n r^n + D'_n r^{-n}) j_{l\nu},$$

unde: $n = \nu p = (2k + 1)p$.

Cu alte notații pentru constantele de integrare se pot scrie expresiile pentru armonicele lui A_B din exteriorul și interiorul păturii de curent în forma:

$$A_{B\nu\,\text{ext}} = (A_\nu r^{\nu p} + B_\nu r^{-\nu p}) j_{l\nu},$$
$$A_{B\nu\,\text{int}} = (C_\nu r^{\nu p} + D_\nu r^{-\nu p}) j_{l\nu}. \qquad (7)$$

Cele patru constante se determină pe baza relației (5) și a condițiilor de frontieră de la ecrane.

Pentru toate armonicile cîmpului magnetic produs de înfășurarea de excitație și armonica fundamentală a cîmpului produs de înfășurarea indusului (cea care se rotește sincron cu rotorul) aceste condiții sînt:

$$\left(\frac{\partial A_{B\,\text{ext}}}{\partial r}\right)_{r=R_j} = 0 \quad (8); \quad \left(\frac{\partial A_{B\,\text{int}}}{\partial r}\right)_{r=r_j} = 0, \quad (9)$$

unde, R_j este raza ecranului magnetic exterior, iar r_j — raza arborelui mașinii. Efectuînd calculele se obține:

$$A_{B\,\text{ext}} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\mu_0 a j_{l\nu}}{2\nu p} \frac{1+\left(\frac{r_j}{a}\right)^{2\nu p}}{1-\left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2\nu p}} \left(\frac{a}{r}\right)^{\nu p} \left[1+\left(\frac{r}{R_j}\right)^{2\nu p}\right],$$

$$A_{B\,\text{int}} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\mu_0 a j_{l\nu}}{2\nu p} \frac{1+\left(\frac{a}{R_j}\right)^{2\nu p}}{1-\left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2\nu p}} \left(\frac{r}{a}\right)^{\nu p} \left[1+\left(\frac{r_j}{r}\right)^{2\nu p}\right]. \qquad (10)$$

Tabelul 3

Cazul	Domeniul	B_r și B_θ unde $K_\nu = \frac{\mu_0 j_{1\nu m}}{2}$, $\gamma = \omega t - p\theta$
Cîmpul de excitație și armonica fundamentală a indusului	$a < r < R_j$	$B_\theta^r = \sum_{\nu=1}^{\infty} K_\nu \left(\frac{a}{r}\right)^{\nu p+1} \frac{1+\left(\frac{r_j}{a}\right)^{2\nu p}}{1-\left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2\nu p}} \left[1 \pm \left(\frac{r}{R_j}\right)^{2\nu p}\right] \begin{matrix}\sin \nu\gamma \\ \cos \nu\gamma\end{matrix}$
	$r_j < r < a$	$B_\theta^r = \sum_{\nu=1}^{\infty} K_\nu \left(\frac{r}{a}\right)^{\nu p-1} \frac{1+\left(\frac{a}{R_j}\right)^{2\nu p}}{1-\left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2\nu p}} \left[1 \pm \left(\frac{r_j}{r}\right)^{2\nu p}\right] \begin{matrix}\sin \nu\gamma \\ \cos \nu\gamma\end{matrix}$
Regim tranzitoriu și armonici superioare ale indusului	$b < r < R_j$	$B_\theta^r = \sum_{\nu=1}^{\infty} K_\nu \left(\frac{b}{r}\right)^{\nu p+1} \frac{1-\left(\frac{r'_j}{b}\right)^{2\nu p}}{1+\left(\frac{r'_j}{R_j}\right)^{2\nu p}} \left[1 \pm \left(\frac{r}{R_j}\right)^{2\nu p}\right] \begin{matrix}\sin \nu\gamma \\ \cos \nu\gamma\end{matrix}$
	$r'_j < r < b$	$B_\theta^r = \sum_{\nu=1}^{\infty} K_\nu \left(\frac{r}{b}\right)^{\nu p-1} \frac{1+\left(\frac{b}{R_j}\right)^{2\nu p}}{1+\left(\frac{r'_j}{R_j}\right)^{2\nu p}} \left[1 \pm \left(\frac{r'_j}{r}\right)^{2\nu p}\right] \begin{matrix}\sin \nu\gamma \\ \cos \nu\gamma\end{matrix}$

În cazul proceselor tranzitorii și pentru armonicele superioare ale cîmpului statoric, repartiția acestuia este influențată de ecranul electric în care se induc tensiuni. Pentru a determina constantele de integrare, în locul relației (9) se folosește în acest caz condiția:

$$\left(\frac{\partial A_{B\text{int}}}{r\,\partial\theta}\right)_{r=r'_j} = 0, \tag{11}$$

obținîndu-se după efectuarea calculelor:

$$A_{B\,\text{ext}} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\mu_0 b j_{1\nu}}{2\nu p} \frac{1-\left(\frac{r'_j}{b}\right)^{2\nu p}}{1+\left(\frac{r'_j}{R_j}\right)^{2\nu p}} \left(\frac{b}{r}\right)^{\nu p} \left[1+\left(\frac{r}{R_j}\right)^{2\nu p}\right],$$

$$A_{B\,\text{int}} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\mu_0 b j_{1\nu}}{2\nu p} \frac{1+\left(\frac{b}{R_j}\right)^{2\nu p}}{1+\left(\frac{r'_j}{R_j}\right)^{2\nu p}} \left(\frac{r}{b}\right)^{\nu p} \left[1-\left(\frac{r'_j}{r}\right)^{2\nu p}\right]. \tag{12}$$

Cunoscînd expresia lui A_B, componentele inducției magnetice se determină cu (2) și sînt date în tabelul 3, în care s-a folosit aceeași scriere ca și în tabelul 2.

Pentru o imagine cantitativă a influenței ecranelor, s-a calculat inducția magnetică în unele cazuri particulare. Astfel, neglijînd influența arborelui mașinii, în figura 11 se prezintă variația lui B_r în funcție de rază, în prezența ecranului magnetic exterior la o mașină

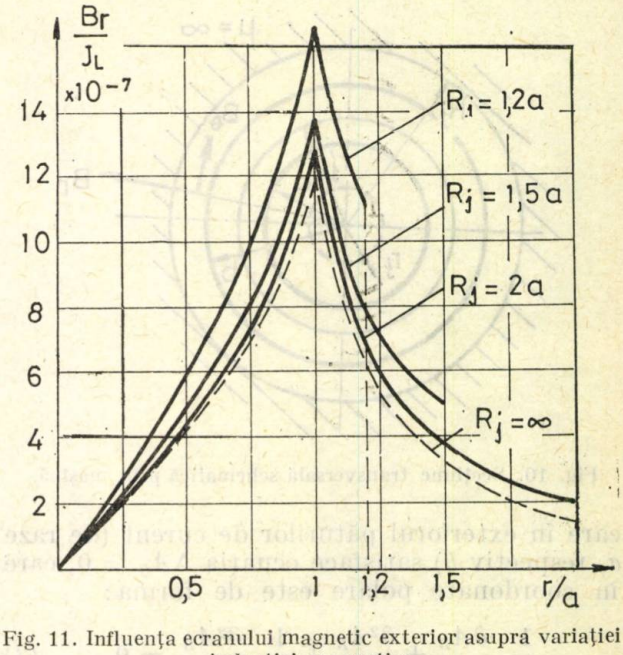


Fig. 11. Influența ecranului magnetic exterior asupra variației inducției magnetice.

cu $p = 2$, pentru cazurile $\frac{R_j}{a} = 1{,}2;\ 1{,}5;\ 2$, iar în figura 12 s-a reprezentat numai armonica fundamentală ($\nu = 1$, $n = \nu\, p = 2$). Pri-

vind influența ecranului electric în figura 13 s-a reprezentat armonica fundamentală B_{r_2} în funcție de rază pentru cazul $R_j = 1{,}2\ b$ și $r'_j = 0{,}8\ b$. Pentru comparație, pe același grafic s-au trasat și curbele corespunzătoare din figura 12.

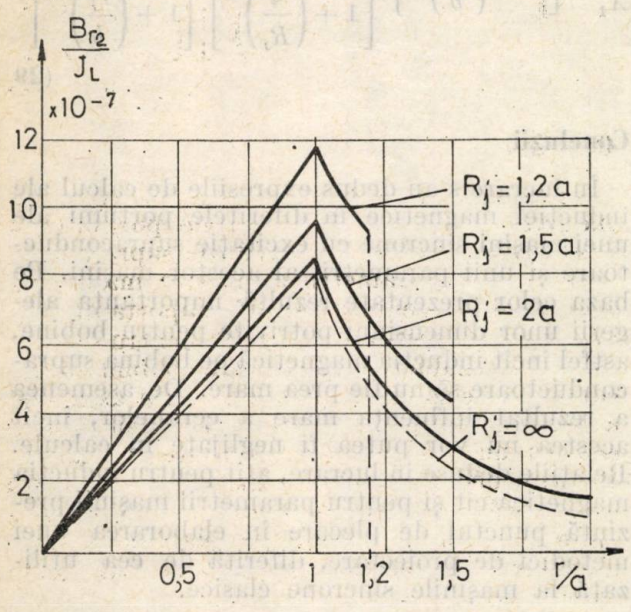


Fig. 12. Armonica fundamentală a inducției magnetice.

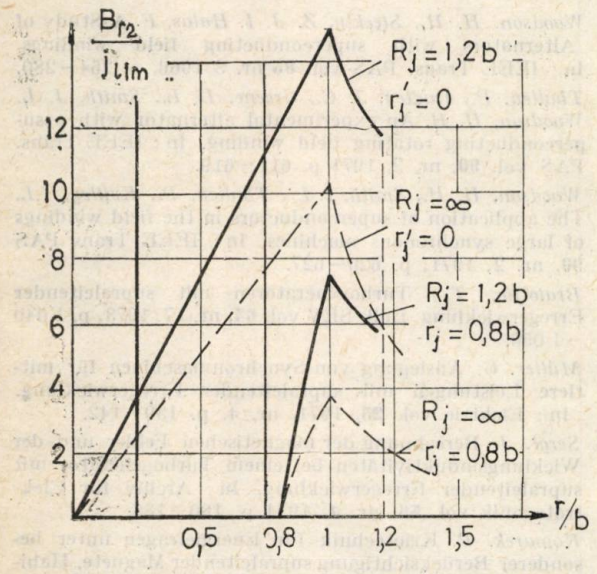


Fig. 13. Influența ecranului electric asupra variației inducției magnetice.

Analizînd aceste curbe, rezultă influența mare a ecranelor asupra cîmpului magnetic din mașină, astfel încît acestea nu pot fi neglijate în calcule.

Determinarea parametrilor mașinii

Inductivitățile proprii respectiv cele reciproce dintre înfășurările mașinii pot fi determinate din energia magnetică folosind expresiile obținute pentru inducția magnetică. Din:

$$W_m = \frac{1}{2} L_{11} i_1^2 + \frac{1}{2} L_{22} i_2^2 + L_{12} i_1 i_2 \text{ și}$$

$$W_m = \frac{1}{2\mu_0} \int_v \bar{B}^2\, dv,$$

Rezultă:

$$L_{11} = \frac{1}{\mu_0 i_1^2} \int_v \bar{B}_1^2 dv\,;\ L_{22} = \frac{1}{\mu_0 i_2^2} \int_v \bar{B}_2^2 dv\,;$$

$$L_{12} = \frac{1}{\mu_0 i_1 i_2} \int_v \bar{B}_1 \bar{B}_2\, dv. \qquad (13)$$

Energia magnetică corespunzătoare armonicii de ordinul ν produsă, de exemplu, de înfășurarea de excitație echivalentă cu o pătură de curent la raza a, are expresia:

$$W_{m\nu} = \frac{l}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} \int_{r_j}^{R_j} (B_{r\nu}^2 \sin^2 n\theta + B_{\theta\nu}^2 \cos^2 n\theta)\, r\, dr\, d\theta, \qquad (14)$$

care trebuie calculată pe cele două domenii $r\,\varepsilon(r_j, a)$ și $r\ \varepsilon(a, R_j)$ folosind expresiile inducției din tabela 3. Se obține:

$$W_{m\nu} = W_{m\nu\,\text{int}} + W_{m\nu\,\text{ext}} =$$

$$= \frac{\mu_0 \pi l a^2}{4\nu p} j_{1\nu m} \frac{\left[1 + \left(\frac{a}{R_j}\right)^{2\nu p}\right]\left[1 + \left(\frac{r_j}{a}\right)^{2\nu p}\right]}{1 - \left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2\nu p}}. \qquad (15)$$

Ținînd seama de relația (6) și notînd $\xi_{22\nu} = \frac{\sin n\varphi_2}{n\varphi 2}$ se obține *inductivitatea proprie a înfășurării de excitație supraconductoare*:

$$L_{22\nu} = \frac{\mu_0 l N_2^2}{2\pi\ \nu p} \xi_{22\nu} \frac{\left[1 + \left(\frac{a}{R_j}\right)^{2\nu p}\right]\left[1 + \left(\frac{r_j}{a}\right)^{2\nu p}\right]}{1 - \left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2\nu p}}. \qquad (16)$$

Inductivitatea proprie a indusului rezultă după un raționament similar, dar deoarece amplitudinea cîmpului magnetic învîrtitor este 3/2 din cea a cîmpului oscilant, se obține:

$$L_{11\nu} = \frac{3}{2} \frac{\mu_0 l N_1^2}{2\pi\ \nu p} \xi_{11\nu} \frac{\left[1 + \left(\frac{b}{R_j}\right)^{2\nu p}\right]\left[1 + \left(\frac{r_j}{b}\right)^{2\nu p}\right]}{1 - \left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2\nu p}}. \qquad (17)$$

Pentru a obține reactanța sincronă a mașinii, se mai adună reactanța de dispersie a capetelor de bobină, astfel că :

$$X_1 = \omega L_{11} + X_a.$$

Inductivitatea reciprocă dintre cele două înfășurări poate fi determinată mai simplu folosind expresia tensiunii electromotoare induse :

$$U_{e1} = \omega L_{21} \frac{I_2}{\sqrt{2}}.$$

Deoarece :

$$U_{e1\nu} = \frac{2N_1 l\, \xi_{11\nu}}{\sqrt{2}}\, E_{2\nu},$$

$$\text{iar } E_{2\nu} = \frac{\omega b}{\nu p}\, B_{r2\nu},$$

rezultă :

$$L_{21\nu} = \frac{\mu_0 N_1 N_2 l\, \xi_{11\nu}\, \xi_{22\nu}}{\pi \nu p} \left(\frac{a}{b}\right)^{\nu p} \times$$

$$\times \frac{\left[1 + \left(\frac{r_j}{a}\right)^{2\nu p}\right]\left[1 + \left(\frac{b}{R_j}\right)^{2\nu p}\right]}{1 + \left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2\nu p}}. \quad (18)$$

Reactanța subtranzitorie se determină ținînd seama că în perioada subtranzitorie cîmpul magnetic al indusului este ecranat de cilindrul conductor cu raza r'_j. Formal, în expresiile inducției magnetice se înlocuiește $-(r_j)^{2\nu p}$ cu $(r'_j)^{2\nu p}$. Considerînd numai fundamentala, se obține :

$$X''_1 = \omega L''_{11} + X_a = \frac{\mu_0 3fl N_1^2\, \xi_{11}^2}{2p} \times$$

$$\times \frac{\left[1 + \left(\frac{b}{R_j}\right)^{2p}\right]\left[1 - \left(\frac{r'_j}{b}\right)^{2p}\right]}{1 + \left(\frac{r'_j}{R_j}\right)^{2p}} + X_a. \quad (19)$$

Reactanța tranzitorie rezultă similar, observînd că în acest regim cîmpul magnetic al indusului este ecranat de înfășurarea de excitație (în relația (19) se înlocuiește r'_j cu a).

Pentru raportul dintre reactanța tranzitorie și cea sincronă, considerînd numai fundamentala și neglijînd reactanța de dispersie a capetelor de bobină, se obține :

$$\frac{X'_1}{X_1} = \left[1 - \left(\frac{a}{b}\right)^{2p}\right] \frac{1 - \left(\frac{r_j}{R_j}\right)^{2p}}{\left[1 + \left(\frac{a}{R_j}\right)^{2p}\right]\left[1 + \left(\frac{r_j}{b}\right)^{2p}\right]}. \quad (29$$

Concluzii

În lucrare s-au dedus expresiile de calcul ale inducției magnetice în diferitele porțiuni ale unei mașini sincrone cu excitație supraconductoare și unii parametrii ai acestor mașini. Pe baza celor prezentate rezultă importanța alegerii unor dimensiuni potrivite pentru bobine, astfel încît inducția magnetică pe bobina supraconductoare să nu fie prea mare. De asemenea a rezultat influența mare a ecranelor, încît acestea nu vor putea fi neglijate în calcule. Relațiile deduse în lucrare, atît pentru inducția magnetică cît și pentru parametrii mașinii prezintă punctul de plecare în elaborarea unei metodici de proiectare, diferită de cea utilizată la mașinile sincrone clasice.

Bibliografie

[1] *Woodson, H. H., Steckly, Z. J. I. Halas, E.* A Study of Alternators with superconducting field windings. In : IEEE Trans. PAS vol. **85** nr. 3 1966, p. 264—280.

[2] *Thullen, P., Dudley, J. C., Greene, D. L., Smith, J. L. Woodson, H. H.* An experimental alternator with a superconducting rotating field winding. In : IEEE Trans. PAS vol. **90**, nr. 2, 1971 p. 611—619.

[3] *Woodson, H. H., Smith, I. L., Thullen, P., Kvitley, I.L.* The application of superconductors in the field windings of large synchronous machines. In : IEEE Trans PAS **90**, nr. 2, 1971, p. 620—627.

[4] *Bratoljic, T.* : Turbogeneratoren mit supraleitender Erregerwicklung. Bull. SEV vol. **64**, nr. 17. 1973, p. 1 040 —1 050.

[5] *Müller, G.* Auslegung von Synchronmaschinen für mittlere Leistungen mit supraleitender Erregerwicklung. In : Elektrie vol. **25**, 1971, nr. 4, p. 139—142.

[6] *Sergl, J.* Berechnung der magnetischen Felder und der Wicklungsinduktivitäten bei einem Turbogenerator mit supraleitender Erregerwicklung. In : Archiv für Elektrotechnik vol. **56**, nr. 4, 1974 p. 180—188.

[7] *Komarek, P.* Kriotechnik für Energiefragen unter besonderer Berücksichtigung supraleitender Magnete. Habilitationsschrift an der Technischen Hochschule Graz.

[8] *Brechna, H.* Superconducting magnet systems. Springer Verlag 1973.

[9] *Stănculescu, V.* Criomașini electrice și aplicații ale crioelectrotehnicii. In : E.E.A. — Electrotehnica vol. **24**, nr. 3, 1976, p. 116—123.

CZ 621.316.53 : 621.35

ARC ELECTRIC
CONTACTOR
CAMERA DE STINGERE

Cercetări experimentale privind îmbunătățirea comutației la contactoarele de regim greu

VASILE TRUȘCĂ, MIHAI POPESCU* — București

Puternica dezvoltare a industriei grele (metalurgie, siderurgie, construcții de mașini), a industriei extractive și materialelor de construcții, ș.a. a impus utilizarea pe scară tot mai largă a aparatelor electrice de comutație, capabile să funcționeze în regimuri severe, caracterizate prin solicitări sporite. Aceste condiții de lucru sînt considerate regimuri grele de funcționare.

În cele ce urmează se prezintă cercetări experimentale efectuate de autori în scopul îmbunătățirii comutației la contactoarele destinate a funcționa în asemenea regimuri, evidențiindu-se unele variante constructive eficiente.

Condiții de lucru ale contactoarelor de regim greu

Prin regim greu de funcționare a contactoarelor în industrie, se înțeleg de fapt două aspecte principale și anume:

a — Regim greu de funcționare, din punct de vedere al solicitărilor electrice. Factorii care influențează acest regim sînt factori de exploatare. De exemplu, regimul de lucru AC_4 cu frecvențe de conectare pînă la 300 c/h, regimuri mixte $AC_3 + AC_4$ sau regimuri AC_2 și AC_3 cu frecvențe de conectare pînă la 1 200 c/h.

Aceste situații se întîlnesc la macarale, poduri rulante, laminoare și unele tipuri de mașini-unelte. De regulă, solicitările electrice maxime apar la aparate care funcționează în condiții de mediu ambiant normale.

b — Regim greu de funcționare din punct de vedere al solicitărilor fizico-mecanice. Factorii care determină acest regim sînt factori de mediu și pot avea o influență considerabilă asupra comportării în exploatare a contactoarelor așa cum sînt: temperatura, umiditatea relativă a mediului ambiant, concentrația de praf și de săruri minerale, mucegai, vibrații, scuturături etc., de exemplu, la macaralele din oțelării apar vapori și temperaturi de pînă la 55°—60°C, în tracțiune și la unele poduri rulante apar șocuri de frînă la 4—6 g (lovitură de tampon). În turnătorii și oțelării, precum și în industria cimentului apar depuneri de praf de 2—5 mg/cm², în 24 ore.

De regulă, aparatele care funcționează la solicitări fizico-mecanice sporite au un regim de lucru mai ușor din punct de vedere al solicitărilor electrice.

Modelarea solicitărilor în laborator

Condițiile de lucru ale contactoarelor de regim greu prezentate anterior au un caracter complex și nu pot fi reproduse în totalitatea lor în laborator.

Solicitările care pot fi modelate sînt, în general, cele de natură electrică (regimul de încercare, tensiunea oscilantă de restabilire etc.).

Regimul de încercare

Reproducerea regimurilor de lucru reale se poate face în laborator prin regimuri de lucru AC_2 și AC_3 (cu frecvențe de conectare pînă la 1 200 con/oră) respectiv regim AC_4 (frecvența de conectare este de pînă la 300 con/oră).

Deoarece de regulă, solicitările în cazul regimului AC_4 sînt foarte severe, încercările în acest regim se fac la puteri ale motoarelor reduse, în comparație cu cele din regim AC_3 sau AC_2. Parametrii electrici ai acestor regimuri ($U.I \cos \varphi$) sînt stabiliți în standarde (CEI 158—1, STAS 4479—74).

Modelarea tensiunii de restabilire

Deconectarea motoarelor electrice conduce la tensiuni de restabilire diferite, în funcție de regimul de funcționare și de puterea motorului. În cazul deconectării motorului asincron lansat solicitarea dielectrică datorată tensiunii de restabilire este redusă, 0,17 U_n [1].

Solicitări dielectrice importante apar însă la deconectarea motorului în cazul accelerării sau cu rotorul calat (regim AC_4) [1,2], caz în care panta tensiunii de restabilire are valori importante; 30 + 70 V/μs.

În figura 1 este prezentată oscilograma tensiunii de restabilire la un motor asincron de 22 kW, în regim AC_4. Se observă o valoare redusă a factorului de oscilație, care se datorește prezenței miezului feromagnetic și o valoare mare a frecvenței proprii de oscilație ($f \cong$ $\cong 20 \div 60$ Hkz), datorită capacităților parazite de valoare redusă.

* Dr. ing. *Trușcă V.* este șef de lucrări, iar ing. *Popescu M.* este asistent, la Catedra de măsuri și aparate electrice din cadrul Facultății de electrotehnică, a Institutului politehnic — București.

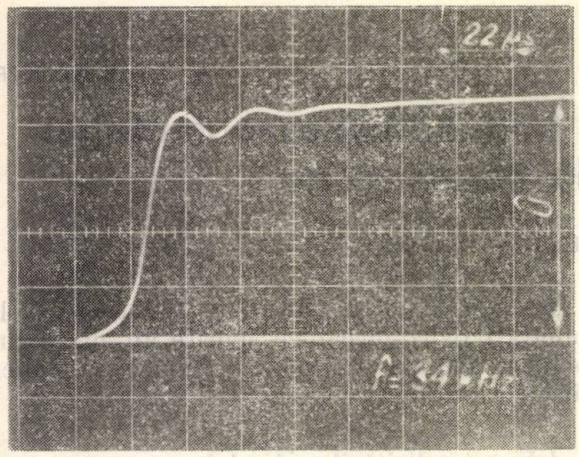


Fig. 1. Oscilograma tensiunii de restabilire la deconectarea unui motor asincron de 22 kW.

Pentru încercările de regim AC_4 circuitul electric de probă în laborator este prezentat în figura 2 și corespunde recomandărilor CEI [3]. Impedanța de sarcină R, L, asigură curentul și factorul de putere corespunzătoare motorului echivalent. Elementele R_p, C_p au rolul

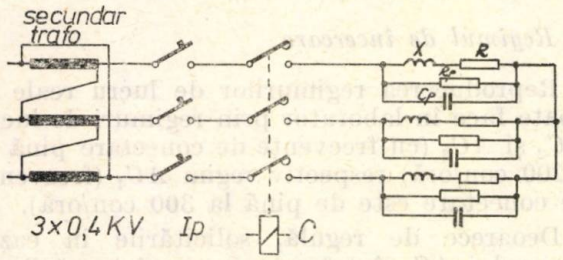


Fig. 2. Schema electrică a circuitului de probă în regim AC_4.

de a realiza adaptarea tensiunii de restabilire în ceea ce privește factorul de oscilație și frecvența.

În figura 3 este prezentată tensiunea de restabilire fără adaptare ($\gamma = 1{,}66$, $f_1 = 127$ kHz),

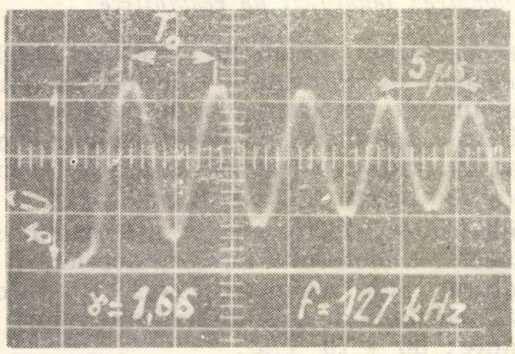


Fig. 3. Oscilograma tensiunii de restabilire fără adaptare.

iar în figura 4 se prezintă oscilograma tensiunii de restabilire cu adaptare ($\gamma = 1{,}1$, $f_2 = 60$ kHz).

Din comparația oscilogramelor din figurile 1 și 4 rezultă o bună concordanță a parametrilor electrici ai tensiunii de restabilire reale și modelate în laborator.

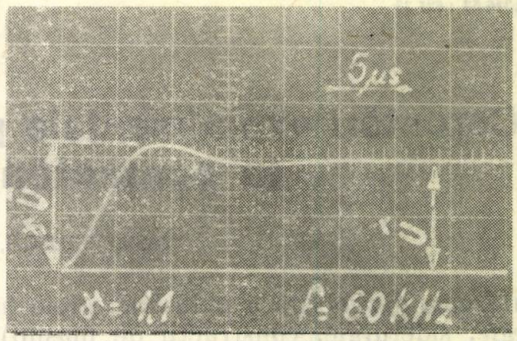


Fig. 4. Oscilograma tensiunii de restabilire cu adaptare.

Experimentări în scopul îmbunătățirii comutației

S-au efectuat experimentări privind îmbunătățirea comutației pentru trei variante de contactoare de curent alternativ de 100 A, 160 A și 250 A.

Factorii care influențează comutația

S-a avut în vedere îmbunătățirea comutației prin studierea influenței următorilor factori principali : camere de stingere, bobine de suflaj, contacte, viteza de separare a contactelor.

Variante ale camerelor de stingere

Variantele camerelor de stingere studiate s-au construit pe baza efectului de electrod, efectului de ion asociat cu suflaj magnetic și combinații între acestea [1, 8].

În tabelul 1 se prezintă caracteristicile camerelor de stingere pentru varianta cu curent termic 100 A.

Tabelul 1

Nr. crt.	Caracteristicile camerelor	Observații
1	7 plăcuțe feromagnetice Znp, nișă V	Figura 5a, 5b
2	7 plăcuțe feromagnetice Znp, nișă V	Figura 5c
3	7 plăcuțe feromagnetice Znp, nișă Y simetrică	Figura 5d
4	6 plăcuțe feromagnetice Zn, nișă Y asimetrică.	Figura 5e
5	7 plăcuțe feromagnetice Cd, nișă Y simetrică.	Figura 5f
6	7 plăcuțe feromagnetice Znp.nișă. V simetrică.	Figura 5g
7	Bare feromagnetice 4 mm, Znp	Figura 5h
8	Pereți din asbociment fanta Y cu pene.	Figura 5i
9	Pereți din azbociment, fantă Y cu bare.	Figura 5j

Bobine de suflaj

Bobinele de suflaj magnetic experimentate au avut 1, 2, 4 și 6 spire și sînt notate *BS1* ÷ *BS6*. Eficiența utilizării bobinei de suflaj pre-

cum și o metodă grafo-analitică de determinare a numărului optim de spire este prezentată în detaliu în lucrarea [5].

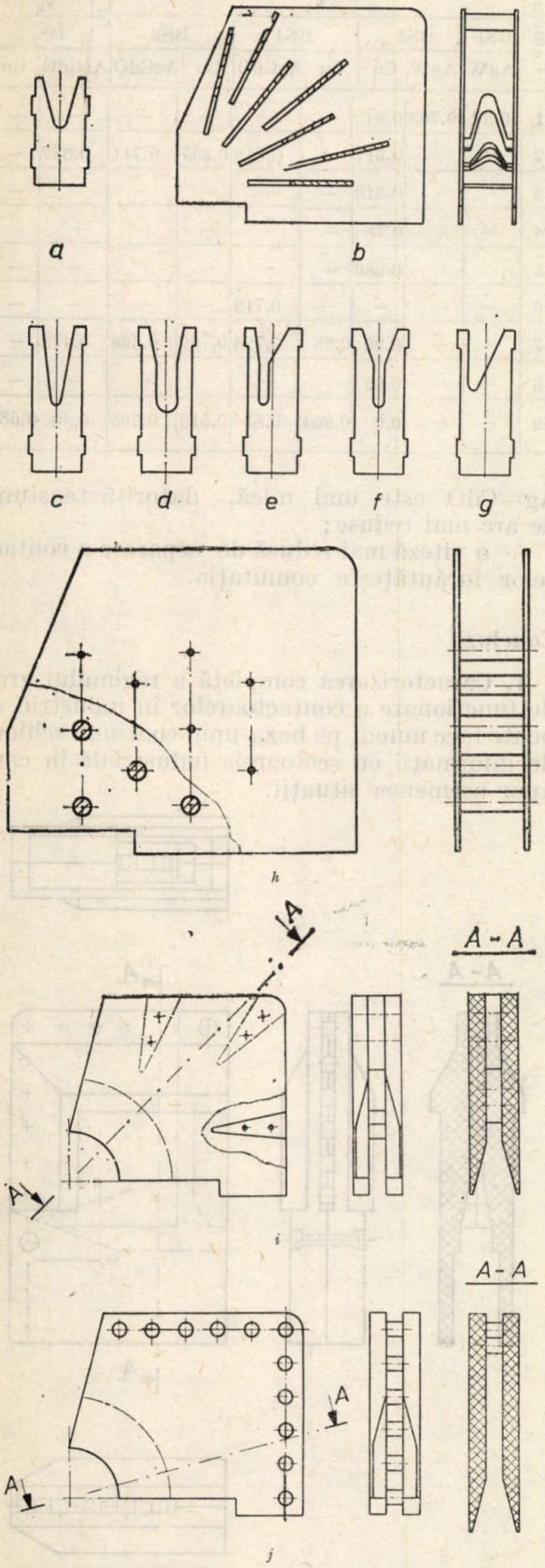


Fig. 5. Variante de camere de stingere.

Variante de contacte

S-au experimentat 3 variante de materiale de contacte și anume : contacte de cupru-argintat, contacte sintetizate argint-wolfram și contacte sinterizate argint-oxid de cadmiu.

În figura 6 este prezentată schița sistemului de contacte.

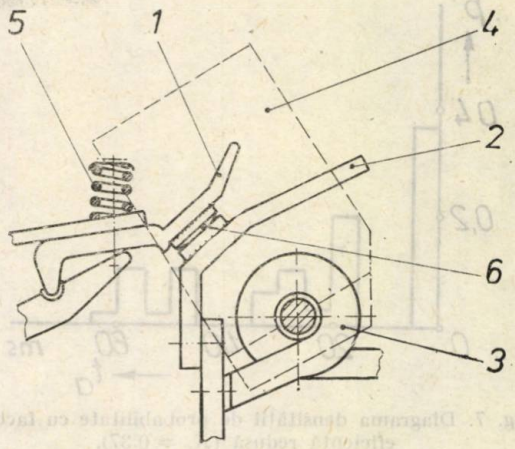


Fig. 6. Sistem de contacte.

Viteza de separare a contactelor

O parte din încercări s-au făcut cu o viteză medie $v_1 = 0{,}46$ m/s, iar altele la o viteză majorată $v_2 = 0{,}57$ m/s.

Criterii de optimizare

Pentru aprecierea eficacității stingerii s-au făcut un număr de 36 de deconectări monofazate pentru fiecare variantă studiată în parte la următorii parametri : $U = 420$ V, $I = 140$ A, $\cos \varphi = 0{,}4$. Drept parametru caracteristic de optimizare s-a considerat durata arcului, iar prelucrarea rezultatelor s-a făcut pe baza unui model statistico-matematic [6].

Compararea diverselor variante s-a făcut pe baza unui factor de eficiență definit astfel [5] :

$$K_e = \text{Prob}\ (t_a \leqslant 15\ \text{ms}) \leqslant 1. \qquad (1)$$

Factorul de eficiență Ke scoate în evidență calitatea unui dispozitiv de stingere de a deconecta arcul într-un timp scurt, la prima, cel mult a doua trecere prin zero a curentului.

La un aparat foarte bun $K_e = 1$, iar pentru construcții curente, K_e ia valori între 0,75 și 1.

Încercarea tuturor combinațiilor posibile ale factorilor care influențează stingerea, prezentați anterior ar conduce la 216 variante ceea ce este prohibitiv. S-au făcut experimentări asupra unui număr de 27 variante, în următoarea ordine ;

a — camera de stingere nr. 1, cu suflaj magnetic slab BS_1 și intens BS_6 ;

b — camerele de stingere $1 \div 8$ cu scaflaj intens BS_6 și aceleași contacte ;

c — 3 variante reprezentative (2, 3, 7) cu diverse contacte și bobine de suflaj.

Compararea rezultatelor experimentale

În figura 7 se prezintă diagrama densității de probabilitate a duratei arcului pentru o variantă cu eficiență redusă ($K_e = 0{,}37$), iar în figura 8 aceeași diagramă pentru o variantă cu factor de eficiență ridicat ($K_e = 0{,}95$).

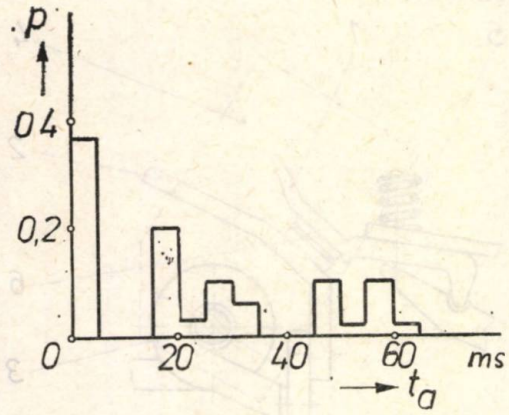


Fig. 7. Diagrama densității de probabilitate cu factor de eficiență redusă ($K_e = 0{,}37$).

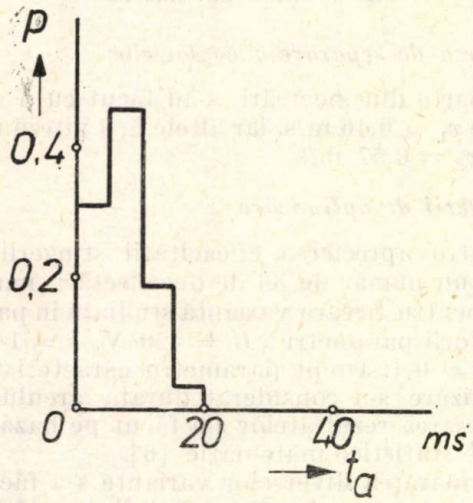


Fig. 8. Diagrama densității de probabilitate cu factor de eficiență ridicat ($K_e = 0{,}95$).

Valorile factorului de eficiență pentru cele 27 de variante sînt trecute în tabelul 2.

Analizînd rezultatele din tabel se observă următoarele :

— contactele din Ag—W sînt nesatisfăcătoare chiar și în condițiile unui suflaj magnetic intens BS_6. Acest rezultat concordă cu concluziile din alte lucrări [7];

— camerele de stingere cu pereți din azbociment sînt mai robuste termic decît cele cu plăcuțe feromagnetice și au factori de eficiență ridicați;

— camerele de stingere cu plăcuțe sînt puțin influențate de suflaj deoarece cîmpul magnetic de suflaj este șuntat de plăcuțele feromagnetice;

— contactele de Cu și Ag — CdO conduc la rezultate apropiate dar uzura electrică celor

Tabelul 2

Valorile factorilor de eficiență

Camera	V_1							V_2	
	BS1	BS6		BS4		BS2		BS_2	
	AgW	AgW	Cu	Cu	AgCdO	Cu	AgCdO	AgCdO	Cu
1	0,37	0,783	0,94	—	—	—	—	—	—
2	—	—	0,917	1	0,818	0,847	0,711	0,687	—
3	—	—	0,618	—	—	—	—	—	—
4	—	—	0,78	—	—	—	—	—	—
5	—	—	0,686	—	—	—	—	—	—
6	—	—	—	—	0,719	—	—	—	—
7	—	—	0,96	0,98	0,728	0,709	0,666	0,478	—
8	—	—	0,95	—	—	—	—	—	—
9	—	—	0,9	0,864	0,83	0,515	0,595	0,805	0,682

Ag—CdO este mai mică, datorită tensiunii de arc mai reduse;

— o viteză mai redusă de separare a contactelor înrăutățește comutația.

Concluzii

1. Caracterizarea completă a regimului greu de funcționare a contactoarelor în industrie se poate face numai pe baza unui continuu schimb de informații cu sectoarele industriale în care apar asemenea situații.

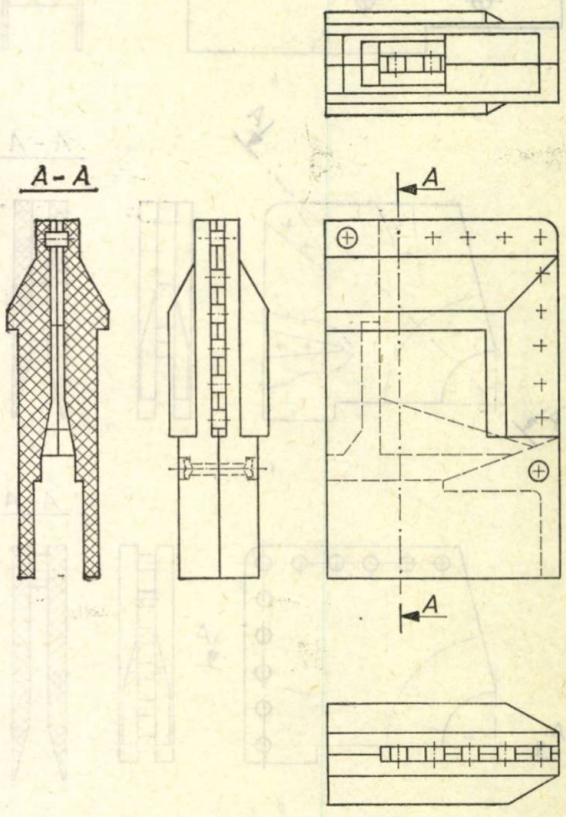


Fig. 9. Varianta optimă de cameră de stingere.

2. Încercările de laborator nu pot reproduce toate solicitările regimului greu și trebuie considerate numai cu caracter orientativ și minimal.

3. Îmbunătățirea comutației a fost investigată din punct de vedere al solicitărilor electrice efectuîndu-se experimentări asupra a 27 de combinații de dispozitive de stingere.

4. Camerele de stingere cele mai eficiente au rezultat a fi cele cu pereți din azbociment, fantă îngustă și bare metalice. În figura 9 este prezentată o astfel de cameră, considerată optimă.

5. Viteza medie de separare a contactelor, nu trebuie să fie inferioară valorii de 0,5 m/s, iar sistemul de contacte cu pastile de Ag-CdO, asigură o uzură electrică redusă.

6. Definirea pe baze statistice a unui factor de eficiență se dovedește utilă în studii comparative de optimizare de variante de dispozitive de stingere.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, București, EDP 1972.

[2] *Féchant, L.* Les circuits equivalents au moteur asincrone a rotor bloqué. în R.G.E., Mars 1964, p. 155—168.

[3] CEI—158—1, 1970. Low — voltage controlgear ; part. 1. Contactors.

[4] STAS 4479—74. Contactoare și ruptoare de joasă tensiune.

[5] *Popescu, M., Trușcă, V.* Eficiența suflajului magnetic la stingerea arcului de curent alternativ în curs de apariție la E.E.A. Electrotehnica.

[6] *Popescu, M.* Modelarea statistică-matematică a arcului electric de deconectare. In : EEA-Electrotehnica **26**, nr. 2, 1978, 65—69.

[7] *Trușcă, V.* Asupra proceselor de stingere a arcului electric în aparatele de comutație de joasă tensiune, Teză de doctorat : IPB-1973.

[8] *Bârcă, C. T.* Condiții de stingere a arcului electric în camerele de stingere plate. În : EEA-Electrotehnica **24**, Nr. 7, 1976, p. 267—271.

NOTE

HIDROAGREGATE STAȚIONARE

Pentru acționarea și comanda mașinilor și utilajelor de mare productivitate, în special a mașinilor-unelte, Combinatul ORSTA-HIDRAULIC a creat, în colaborare cu beneficiari din ramurile de bază, o a treia generație de utilaje hidraulice, în conformitate cu normele HYS70 ale combinatului.

Acesta este un sistem de agregat închis ce reprezintă o variantă preconizată a fi folosită în viitorul apropiat.

Cea de a treia generație cuprinde următoarele:
— o stație hidraulică în execuție normală;
— o stație hidraulică în execuție silențioasă;
— un suport pentru aparatura hidraulică;
— un panou pentru aparatura hidraulică.

Aceste forme constructive, care sînt folosite în concepție închisă, pentru prima dată pe plan mondial, au următoarele particularități:
— posibilități de proiectare rațională pentru executanții de produse finale;
— condiții avantajoase de servire, datorită posibilităților nelimitate de control și accesului liber la toate elementele și aparatele agregatului;
— reducerea gradului de poluare sonoră în mediul înconjurător, datorită măsurilor corespunzătoare acestui scop;
— variabilitate privind utilizarea sistemului agregat;
— un înalt grad de standardizare a tuturor elementelor, subansamblelor și concepției generale.

Domeniile de utilizare cuprind:
— capacitatea de acționare, pînă la 170 kW;
— hidrorezervoare cu capacitatea de 1 000 l;
— folosirea tuturor elementelor și utilajelor fabricate de Combinatul ORSTA-HYDRAULIK.

Stația hidraulică în execuție normală

Stația hidraulică în execuție normală (fig. 1.) reprezintă un motor hidrostatic gata pentru a fi conectat. Ea cuprinde următoarele subansamble:
— un hidrorezervor;
— un generator de presiune;
— un suport pentru elementele de comandă, servire și aparatele de control, izolate între ele de transmisia zgomotului mecanic și hidraulic al corpului. Pompele sînt montate pe placa superioară cu ajutorul unor amortizoare de vibrații. Pentru a preîntîmpina emiterea secundară a zgomotului se minimizează suprafața de oscilație.

Domeniile de utilizare cuprind:
— puterea de acționare, pînă la 11 kW;
— capacitatea hidrorezervorului, pînă la 400 l;
— rama de fixare cu înălțimea de 1 350 mm.

Stație hidraulică silențioasă

Stația hidraulică în execuție silențioasă este un motor hidrostatic bun pentru a fi conectat. Subansamble principale:
— un hidrorezervor cu dispunere în înălțime;
— un grup generator de presiune;
— un suport pentru elementele de comandă, servire și aparatele de control izolate fonic de transmiterea zgomotelor mecanice și hidraulice. Pompele sînt fixate separat cu ajutorul unor amortizoare de vibrații pe fundație. Suprafața pe care se montează pompele este complet izolată fonic. Comparativ cu nivelul de zgomote al pompelor se ajunge la o reducere pînă la 15 dB.

Domeniile de funcționare cuprind:
— puterea de transmisie de 120 kW;
— hidrorezervoare cu capacitate de 160, 250, 400, 630 și 1 000 l;
— cadru de fixare cu înălțimea de 820 mm.

Suport pentru aparatura hidraulică

Acesta este tot un motor hidrostatic care conține următoarele subansamble principale:
— hidrorezervor;
— generator de presiune;
— cadru de fixare a elementelor cu înălțimea pînă la 1 750 mm.

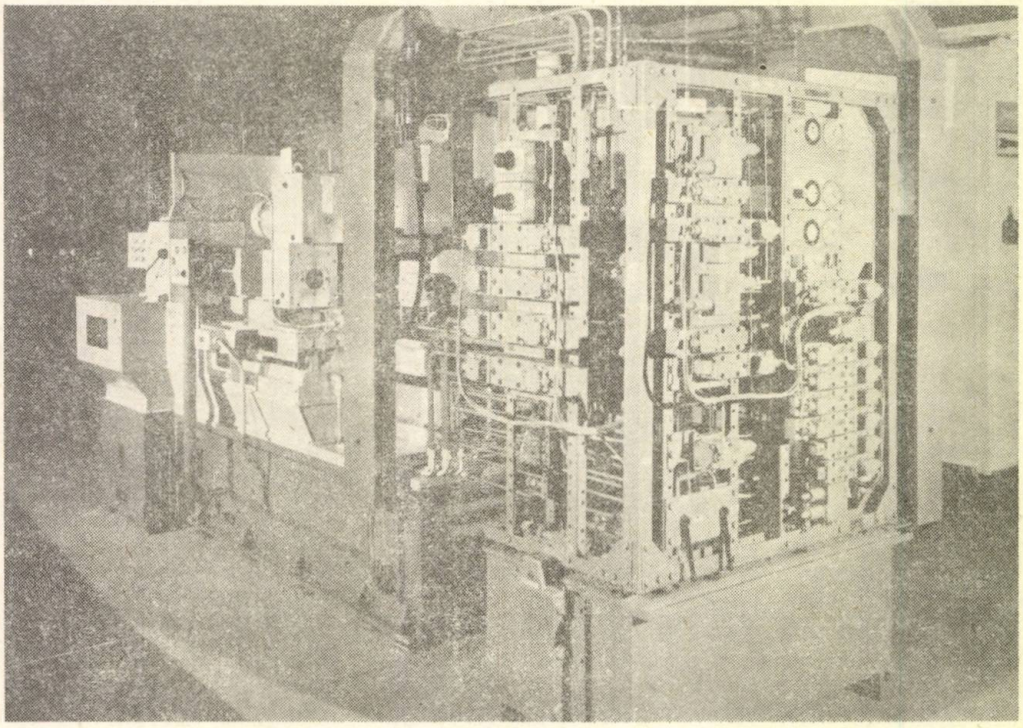


Fig. 1

Panouri pentru aparatura hidraulică

Astfel de panouri sînt executate pentru elementele hidraulice, folosite îndeosebi la comanda stațiilor de alimentare centralizată cu ulei sub presiune.

Se disting prin construcție simplă și solidă, mare fiabilitate și masă minimă. Ele au, de asemenea, mari posibilități de adaptabilitate și datorită acestui fapt permit soluționarea unei game largi de probleme.

SEG 100 D - un nou aparat de emisie-recepție cu bandă laterală unică din VEB Funkwerk Köpenick

În baza experienței îndelungate în proiectarea și fabricarea unor aparate emițătoare și de recepție recunoscute pe scară mondială, cu un randament mic și mediu, în întreprinderea noastră a fost fabricat un nou *aparat de emisie și de recepție de 100 Watt, SEG 100 D* (fig. 1) care, în concepția lui tehnică, corespunde tuturor pretențiilor ridicate asupra fiabilității, condițiilor de exploatare și Service-ului.

Aparatul este conceput pentru exploatarea mobilă și staționară; pentru deservirea lui nu este nevoie de personal pregătit special.

Aplicabilitate

Aparatul de emisie și recepție SEG 100 D servește producerii unor legături telefonice, telegrafice și telex cu bandă laterală unică, în gama de frecvență de la 1,6 MHz la 12 MHz, cu funcționare mobilă și staționară. Este conceput pentru legături simplex într-o singură frecvență și poate fi folosit, în cazul alegerii frecvenței corespunzătoare și ținînd cont de condițiile de exploatare și de antenele pentru stăpînirea distanțelor mici și medii sub 1 000 de km, în gama undelor scurte limită.

Diviziunea decadală a frecvenței permite o alegere rapidă și deosebit de simplă în întreaga gamă de frecvențe. Execuția de bază a aparatului de emisie și recepție se compune din:

— un dispozitiv de comandă a emițătorului — receptorului ESS 100;

— un amplificator liniar de putere LLV 100.

În afară de acestea, în cazul folosirii staționare, mai cuprinde:

— blocul de alimentare de la rețea 127/220 V, NG 100, precum și

— transformatorul de tensiune continuă GW 100 pentru conexiunea la o baterie de 12/24 V, în cazul folosirii mobile.

Prin accesoriile speciale:

— antenă pentru autovehicule 4,0 m pentru exploatarea mobilă;

— dipol de bandă largă (radiator de pantă) pentru exploatarea staționară;

— antenă-vergea de bandă largă de 6 m pentru exploatarea staționară;

— dispozitiv de adaptare a antenei (automat/AAG 100), precum și prin posibilitatea de a distanța dispozitivul de comandă a emițătorului-receptorului ESS 100 de la amplificatorul liniar de putere LLV 100 pînă la aproximativ 10 m, aparatul se poate adapta foarte bine la cele mai variate condiții de exploatare. Datorită posibilității alegerii benzii laterale unice (bandă laterală superioară — bandă laterală inferioară) stau la dispoziție 20 800 de canale radio.

Structura și modul de funcționare

Aparatul de emisie-recepție este montat în 3 carcase egale, lăcuite și protejate contra apei de stropire. Pe partea dorsală a amplificatorului de putere și a blocului de alimentare de la rețea se află nervuri de răcire, care, în caz de nevoie, pot fi răcite în mod suplimentar cu aer. Pe părțile frontale sînt dispuse, în mod sinoptic, toate elementele de deservire, racordurile adaptabile și conexiunile. Cadrul mărit spre față al plăcii frontale protejează aparatul contra deteriorărilor mecanice mari.

Datorită montării aparatului de emisie-recepție în mai multe carcase de sine stătătoare, este posibilă o concepție flexibilă a instalației. Aparatele se pot instala unul deasupra celuilalt sau unul lîngă altul. Dispozitivul de comandă a emi-

Fig. 1

ţătorului-receptorului se poate utiliza separat faţă de amplificatorul de putere, la fel şi dispozitivul de adaptare a antenei ce aparţine de antenele-vergea.

Dispozitivul de comandă a emiţătorului-receptorului ESS 100 este conceput în baza aparatului de emisie-recepţie SEG 15 D, produs de întreprindere VEB Funkwerk Köpenick. Producerea semnalului şi a frecvenţei a fost preluată. Se foloseşte aceeaşi producere a frecvenţei pentru emiţător şi receptor.

La transmisii telefonice, semnalul de joasă frecvenţă (NF) emis de microfon este ridicat de un amplificator cu o singură treaptă pe nivelul necesar primei translaţii. Prima translaţie de pe semnalul NF în poziţia de 200 kHz se face cu un amplificator diferenţial integrat.

În cazul funcţionării telefonice, primul mixator primeşte un semnal manipulat de 1 kHz de la oscilatorul A2J.

În poziţia 200 kHz are loc alegerea benzii laterale şi selecţia locală. Semnalul benzii laterale de 200 kHz este transmis unui amplificator limitator, şi se trece la translaţia pe frecvenţa de 28,2 MHz. Translaţia finală pe frecvenţa de emisie de la 1,6 MHz la 11,999 MHz se realizează prin frecvenţa oscilatorului de analiză într-un mixator cu diodă. Printr-un filtru trece-jos şi un amplificator de bandă largă semnalul ajunge la amplificatorul de putere de bandă largă.

Amplificatorul liniar de putere este complet tranzistorizat şi se compune din preamplificator reglabil, treaptă de excitaţie şi treaptă finală în contratimp. Pentru atenuarea armonicii este prevăzut un filtru comutabil, care se comutează automat odată cu intrarea frecvenţei în aparatul de emisie-recepţie. Într-o conexiune de transformare cu trepte binare ce urmează, are loc o adaptare automată a antenelor cu $s \leqslant 3$.

Pentru antene cu o neadaptare mai mare, de exemplu, antene-vergea, antene monofilare înclinate etc., s-a fabricat un dispozitiv de adaptare special, care lucrează, de asemenea, automat.

Semnalul de intrare ajunge, în cazul recepţiei, de la conexiunile de transformare necesare la alegere, filtru corespunzător de armonică şi un filtru trece-bandă adecvat la prima treaptă de mixare. Pentru suprimarea semnalelor de bruiaj în gama undelor mijlocii şi pentru suprimarea frecvenţelor intermediare de 28,2 MHz şi a frecvenţei reflectate servesc un filtru trece-sus şi trece-jos.

După o translaţie de încă două ori (semnal de înaltă frecvenţă 28,2 MHz 200 kHz) şi amplificarea prin intermediul unui amplificator de bandă largă de 200 kHz are loc demodularea cu ajutorul detectorului de produs. Semnalul de joasă frecvenţă (NF) ajunge acum prin intermediul unui filtru trece-jos la amplificatorul de joasă frecvenţă şi de acolo la cască, respectiv la aparatul manual sau la difuzor.

Receptorul este dotat cu reglare manuală/automată combinată. Cu ajutorul ansamblului F1—Modem (felul regimului Fl în funcţionare ofset) este posibilă realizarea unui telex radiofonic, semnalul de recepţie fiind preluat din amplificatorul de joasă frecvenţă şi semnalul de emisie fiind ghidat spre amplificatorul microfonului.

O bifurcaţie radio permite conexiunea unui aparat de telefon prin intermediul unei linii bifilare.

Cu ajutorul unui comutator de control montat în amplificatorul de putere se poate face rapid o delimitare a erorilor în cazul defectării aparatului.

Alimentarea cu curent se face sau de la reţeaua generală de joasă tensiune (127/220 V) sau de la un generator cu motor, în cazul folosirii blocului de alimentare de la reţea WG 100. La instalaţii mobile, alimentarea cu curent se face de la o baterie de 12 V sau 24 V, fiind însă nevoie de un transformator de curent continuu GW 100.

Cu acest aparat de emisie-recepţie, întreprinderea VEB Funkwerk Köpenick a completat ofertele existente de instalaţii radiofonice în mod exemplar.

Ing. *Hans-Joachim Fäseke*

1979 MAR 3

E 2040/1

Vichol M.

R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 27 • Nr. 2 • FEBRUARIE 1979

1979 MAR 2 1

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 27 Nr. 2 februarie 1979

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3 :551.5

ECHIPAMENT ELECTRIC
CONDIŢII CLIMATICE DE FUNCŢIONARE
CLASIFICAREA CONDIŢIILOR DE MEDIU

Tănăsescu, Fl. T. ş.a. : **Condiţiile climatice în care funcţionează echipamentul electric, în spiritul preocupărilor Comisiei Electrotehnice Internaţionale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 41

Lucrarea prezintă informaţii legate de cele mai recente studii ale Comitetului tehnic 75 al CEI privind clasificarea condiţiilor de mediu la produsele electrotehnice şi electronice. De asemenea, Comitetul tehnic a propus împărţirea climatului mondial în opt tipuri climatice. În acest scop s-au luat în consideraţie valorile extreme ale temperaturilor anuale, precum şi temperatura cea mai mare la care umiditatea relativă este mai mare sau egală cu 95%.

CZ 621—56/59 :621.315.51

CRIOELECTROTEHNICA
SUPRACONDUCTIBILITATE

Puşcaşu, S., Badea, M. : **Unele probleme ale electrotehnicii circuitelor supraconductoare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 48

Se arată că ecuaţiile fundamentale ale cîmpului electromagnetic şi unele legi de material trebuie adaptate pentru a putea fi utilizate în calculul circuitelor electrice în stare supraconductoare. Pornindu-se de la ecuaţiile clasice ale lui Maxwell şi folosind postulatele teoriei fenomenologice a lui London se stabilesc unele relaţii care permit studiul cîmpului electromagnetic în medii supraconductoare.

CZ 621.3.013 :518.21

MOTOR SINCRON
ÇÎMP MAGNETIC
PROGRAM DE CALCUL

Măgureanu, R., Vasile, N. : **Calculul cîmpului magnetic şi al parametrilor de regim staţionar la motorul sincron cu reluctanţă variabilă cu poli aparenţi şi bariere nemagnetice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 54

Se prezintă calculul coeficientului de anizotropie al motorului sincron cu reluctanţă variabilă, cu poli aparenţi şi bariere de flux.

CZ 621.372.4

CIRCUITE ELECTRICE
DIAKOPTICA
ECUAŢII DE STARE

Topan, D. : **Metodă diakoptică de scriere a ecuaţiilor de stare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 59

Se propune o metodă de analiză a circuitelor electrice şi electronice complexe utilă celor ce lucrează la proiectarea circuitelor complexe în diverse regimuri de funcţionare.

CZ 621.313.22.81 : 621.3.078

MĂRIMI REPREZENTATIVE
MAŞINA ASINCRONĂ

Galan, N. : **Consideraţii cu privire la mărimile reprezentative din teoria maşinilor electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 66

În lucrare se descrie corelaţia dintre tensiunea magnetică rezultantă produsă de o înfăşurare trifazată şi curentul reprezentativ atît pentru fundamentală, cît şi pentru armonicile de ordin superior, relaţia se extinde şi la înfăşurările polifazate; în continuare se fac precizări cu privire la ecuaţiile maşinii sincrone.

CZ 629.1.066—83 : 621.34

ECHIPAMENT ELECTRIC
INSTALAŢIE DE ÎNCERCARE
ACŢIONARE

Topa, I. ş.a. : **Instalaţie pentru determinarea parametrilor electrici ai alternatoarelor auto.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 69

În lucrare se prezintă realizarea unei instalaţii pentru determinarea parametrilor electrici ai alternatoarelor auto. Instalaţia permite verificarea alternatoarelor de 12 şi 24 V în două regimuri de funcţionare.

CZ 621.372.54 :537.228.1

FILTRE PIEZOCERAMICE
ORGANIGRAME DE CALCUL

Iancu, O., Şchiopu, P. : **Proiectarea asistată de calculator a filtrelor piezoceramice cu oscilaţii longitudinale şi polarizare transversală.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 75

Se propune o metodă de proiectare dimensională, asistată de calculator, urmărind maximalizarea benzii de trecere a filtrului.

CZ 621.3.018.44 :621.313.045.13

MOTOR DE CC.
REDRESOR COMANDAT
EFECT PELICULAR

Tigler, M. : **Pierderi suplimentare în conductoarele dreptunghiulare ale înfăşurării rotorice la motoarele de c.c. cu excitaţie independentă, alimentaţi de la redresoare comandate.**

E.E.E. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 80

Folosind analiza armonică a curentului din circuitul rotoric, pe modelul clasic liniar, anelectric, invariabil în timp în lucrare se determină structura şi evoluţia cîmpului electromagnetic cvasistaţionar inductiv periodic, ca şi factorii de majorare a rezistenţei înfăşurării rotorice în cazul variaţiilor frecvenţei de comutaţie.

CZ 621.8 :621.314

INVERTOARE CU SARCINĂ RLC
INSTALAŢIE DE COMANDĂ

Chindriş, M., Pănoiu, I. : **Comanda invertoarelor cu sarcină RLC serie pentru alimentarea instalaţiilor de încălzire prin inducţie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 88

Sînt tratate principiile şi modul de comandă ale unui invertor în punte monofazată cu sarcină RLC serie şi se prezintă schema instalaţiei de comandă şi protecţie a invertorului cu compensarea serie a sarcinii.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3 :551.5

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ
КЛИМАТИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ РАБОТЫ
КЛАССИФИКАЦИЯ УСЛОВИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

Тэнэсеску Фл. Т. и Др.: **Климатические условия в которых работает электрическое оборудование по рекомендациям Международной Электротехнической Комиссии.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** N° 2, феб 1979, стр. 41

Настоящая работа представляет сведения, связанные с новейшими исследованиями Технического Комитета 75 МЭК по классификации условий окружающей среды относительно электронных и электротехнических изделий. Также, Технический Комитет предложил разделение мирового климата на восемь климатических типов. В этих целях приняли во внимание предельные величины годовых температур, а также и самую высокую температуру при которой, относительная влажность выше и равной 95%.

УДК 621–56/621.315.51

КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
СВЕРХПРОВОДИМОСТЬ

Пушкашу, С., Бадя, М.: **Некоторые вопросы электротехники сверхпроводящих цепей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** N° 2, феб 1979, стр. 48

В работе излагаются фундаментальные уравнения электромагнитного поля и некоторые законы материалов должны приспособляться в целях использования при расчёте электрических цепей в сверхпроводящем состоянии. Исходя из классических уравнений Максвелла и пользуясь постулатами феноменологической теории Лондона определяются отношения, позволяющие изучение электромагнитного поля в сверхпроводящих средах.

УДК 621.3.013 :518.12

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
РАСЧЁТНАЯ ПРОГРАММА

Мэгуряну, Р., Василе, Н.: **Расчёт магнитного поля и параметров стационарного режима синхронного двигателя с переменчивым сопротивлением и выступающими полюсами и поточными барьерами.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** N° 2, феб 1979, стр. 54

В работе представляется расчёт фактора анизотропии синхронного двигателя с переменчивым магнитным сопротивлением и выступающими полюсами и поточными барьерами.

УДК 621.372.4

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ДИАКОПТИКА
УРАВНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ

Топан, Д.: **Диакоптический метод составления уравнений состояния.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** N° 2, феб 1979, стр. 59

Предлагается метод обсуждения комплексных электрических и электронных цепей, необходимый для работающихся при проектировании комплексных цепей в различных режимах работы.

УДК 621.313.322.81 :621.3.078

ХАРАКТЕРНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ
АСИНХРОННАЯ МАШИНА

Галан, Н.: **Соображения относительно характерных величин теории электрических машин.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** N° 2, феб 1979, стр. 66

В работе излагается корреляция между магнитным напряжением, равнодействующая произведена трёхфазной обмоткой и характерным током как для фундаментальной гармоники, так и для гармоник высшего порядка, отношение расширяется и для полифазных хбмоток; в продолжении уточняются уравнения синороннои машины.

УДК 629.1.066 – 83 :621.34

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ
ИСПЫТАТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА
ПРИВОД

Цопа, И. и др.: **Установка для определения электрических параметров и автоалтернаторов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** N° 2, феб. 1979, стр. 69

В работе представляется создание установки в целях определения электрических параметров автоалтернаторов.

Установка позволяет проверку алтернаторов на 12 и 24 В во двух режимах работы.

УДК 621.372.54 :337.228.1

ПИЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ
РАСЧЁТНЫЕ ОРГАНИГРАММЫ

Янку, О., Шкиопу, П.: **Проектирование на эвм пиезокерамических фильтров с продольными колебаниями и поперечной поляризацией.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** N° 2, феб 1979, стр. 75

Предлагается размерный метод проектирования, переходного лента фильтра.

УДК 621.3.018.44 :621.315.043.13

ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ
ПОВЕРЕНОСТНЫЙ ЭФФЕКТ
ДОПОЛНИТЕЛЬНОЕ СГОРАНИЕ

Циглер, М.: **Дополнительные потери в прямоугольных проводах роторных обмоток двигателей постоянного тока, с независимым возбуждением, питающихся от управляемых выпрямителей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** N° 2, феб 1979, стр. 80

Используя гармонический анализ тока роторной цепи на классической линейной, аналектрической, неизменяемой по времени модели, в работе определяются структура и развитие электромагнитного квазистационарного, индуктивного, периодического поля, а также и факторы увеличения сопротивления роторной обмотки при случае изменения коммутационной частоты.

УДК 621.8 :621.413

ИНВЕРТОРЫ С НАГРУЗКОЙ
УСТАНОВКА УПРАВЛЕНИЯ

Киндриш, М., Пэною, И.: **Управление инверторами с вершиной нагрузкой для питания установок нагревания путём индукции.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27,** Nr. 2, феб 1979, стр. 88

В работе излагаются принципы и способ управления инвертора в однофазном мосте с серийной нагрузкой RLC и представляется схема установки управления и защиты инвертора с серийной компенсацей нагрузки.

INHALT

DK 621.3 :551.5

ELEKTRISCHE AUSRÜSTUNG
KLIMATISCHE FUNKTIONSBEDINGUNGEN
KLASSIFIKATION DER UNWELTSBEDINGUNGEN

Tănăsescu, Fl. T. u.a. : **Die klimatischen Bedingungen, unter denen die elektrische Ausrüstung arbeitet, im Sinne der Problemstellung der Internationalen Elektrotechnischen Kommision.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** Nr. 2, Febr 1979, S. 41

Die Arbeit enthält Informationen über die neuesten Studien des Technischen Ausschusses 75 des CEI bezüglich der Klassifikation der Umweltsbedingungen für elektrotechnische und elektronische Erzeugnisse. Ausserdem hat der Technische Ausschuss die Gliederung des Weltklimas in acht klimatische Typen vorgeschlagen. Zu diesem Zweck hat man die extremen Werte der jährlichen Temperaturen und die höchste Temperatur, bei der die relative Feuchtigkeit 95% oder mehr beträgt, beachtet.

DK 621-56/59.621.315.51

KRYOELECTROTECHNIK
SUPRALEITFÄHIGKEIT

Puşcaşu, S., Badea, M. : **Einige Probleme der Elektrotechnik der Supraleiter-Stromkreise.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** Nr. 2, Febr 1979, S. 48

In der Arbeit wird gezeigt, dass die grundlegenden Gleichungen des elektromagnetischen Feldes und einige Gesetze der Materialien angepasst werden müssen, um bei der Berechung der Supraleiter — Stromkreise angewendet werden können. Von den klassischen Maxwell-Gleichungen ausgehend und die Postulate der phänomenologischen Theorie Londons benützend, können einige Beziehungen festgelegt werden, die das Studium des elektromagnetischen Felds im Supraleitermedium erlauben.

DK 621.3.013.518.12

SYNCHRONMOTOR
MAGNETISCHES FELD
BERECHNUNGSPROGRAMM

Măgureanu, E., Vasile, N. : **Die Berechnung des magnetischen Feldes und der Parameter des stationären Betriebs beim Synchronmotor mit variabler Reluktanz, mit ausgeprägten Polen und Flussschanken.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** Nr. 2, Febr 1979, S. 54

Es wird die Berechnung des Anisotropie—Koeffizienten des Synchronmotors mit variabler Reluktanz, ausgeprägten Polen und Flussschranken dargestellt.

DK 621.372.4

ELEKTRISCHE KREISE
DIAKOPTIK
ZUSTANDSGLEICHUNG

Topan, D. : **Die diakoptische Schreibemethode der Zustandsgleichungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** Nr. 27, Febr. 1979, S. 59

Es wird eine Analysemethode der komplexen elektrischen und elektronischen Kreise vorgeschlagen, die für jene nützlich sind, die am Entwerfen der komplexen Kreise mit verschiedener Betriebsart arbeiten.

DK 621.313.322.81 :621.3.078

REPRÄSENTATIVE GRÖSSEN
ASYNCHRONMASCHINE

Galan, N. : **Betrachtungen bezüglich der repräsentativen Grössen der Theorie der elektrischen Maschinen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** Nr. 2 Febr 1979, S. 66

In der Arbeit wird die Korrelation zwischen der rezultierenden, durch eine dreiphasige Wicklung hervorgerufenen magnetischen Spannung und dem repräsentativen Strom, sowohl für die Grundharmonische als auch für die Oberharmonische beschrieben. Die Beziehung kann auch auf mehrphasige Wicklungen ausgedehnt werden. Weiterhin werden einige nähere Bestimmungen, die sich auf die Gleichungen der Synchronmaschinen beziehen, gemacht.

DK 629.1.066-83 :621.34

ELEKTRISCHE AUSRÜSTUNGEN
PRÜFANLAGE
ANTRIEB

Topa, I. u.a. : **Anlagen zur Bestimmung der elektrischen Parameter und der Parameter der Wechselstromgeneratoren der Automobile.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** Nr. 2, Febr 1979, S. 69

In der Arbeit wird die Entwicklung einer Anlage zur Bestimmung der elektrischen Parameter und der Parameter der Wechselstromgeneratoren der Automobile dargestellt. Die Anlage erlaubt die Prüfung der Wechselstromgeneratoren von 12 und 24 V durch zwei Betriebsarten.

DK 621.372.54 :537.228.1

PIEZOKERMAISCHE FILTER
BERECHNUNGSORGANIGRAM

Iancu, O., Schiopu, P. : **Das Entwerfen mit Hilfe des Rechners der piezokeramischen Filter mit longitudinalen Schwingungen und transversaler Polarisation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** Nr. 2, Febr 1979, S. 75

Es wird eine dimensionale, durch den Rechner assistierte Entwerfungsmethode vorgeschlagen, während die Maximilisierung des Filterduchlassbereichs verfolgt wird.

DK 621.3.018.44.621.313.045.13

GLEICHSTROMMOTOR
GESTEUERTER GLEICHRICHTER
HAUTEFFEKT
ZUSATZLICHE VERBRENNUNGEN

Tigler, M. : **Zusätzliche Verluste in rechteckigen Leitern der Rotorwicklung bei fremderregten Gleichstrommotoren, die von gesteuerten Gleichrichtern gespeist werden.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** Nr. 2, Febr 1979, S. 80

Durch die Benützung der harmonischen Analyse des Stroms des Rotorstromkreises auf einem klassisch linearen, anelektrischen Modell, das zeitlich unverändert bleibt, werden in der Arbeit die Struktur und die Entwicklung des elektromagnetischen, quasistationären induktiven periodischen Feldes, so wie die Vergrösserungsfaktoren des Widerstandes der Rotorwicklung im Falle der Variationen der Kommutierungsfrequenz bestimmt.

DK 621.8 :621.314

DREHRICHTER MIT RLC—LAST
STEUERANLAGE

Chindriş, M., Pănoiu, L. : **Die Steuerung der reihengeschalteten Drechrichter mit RLC—Last für die Versorgung durch Induktion der Heizungsanlagen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nb. 2, Febr 1979, p. 88

Es werden die Prinzipien und die Steuerungsart eines reihengeschalteten Drehrichters mit einphasiger Brücke mit RLC—Last behandelt; es wird das Schema einer Steuerungs-und Schutzanlage des Drehrichters mit Serienausgleich der Last dargestellt.

CONTENTS

DC 621.3.551.5

ELECTRIC EQUIPMENT
OPERATING CLIMATIC CONDITIONS
THE CLASSIFICATION OF THE AMBIENT CONDITIONS

Tănăsescu, Fl. T. et. all. : **The climatic conditions in which the electric equipment operates, in the wiew of the International Electrochemical Comission.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 41

The paper presents information concerning the latest studies of the 75 Technical Committee of IEC on the classification of the ambient conditions at the electronical and electrotechnical products. The Technical Comittee proposed the division of the world climate into eight climatic types. With this end in view, the extreme values of the anual temperatures were taken into account, together with the highest temperature when the relative humidity is higher or equal to 95%.

DC 621-56/59 :621.315.51

CRYOELECTROTECHNICS
SUPERCONDUCTIBILITY

Puşcaşu, S., Badea, M. : **Some problems of the superconducting circuits electrotechnics.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 48

The paper shows that the fundamental equations of the electromagnetic field and some lows of the materials have to be matched for being utilized in the computation of the electrical circuits in a superconducting state. Starting from the classical Maxwell ecuations and using the postulates of London's fenomenological theory, some relations allowing the study of the electromagnetic field in superconducting mediums, are established.

DC 621.3.013.518.12

SYNCHRONOUS MOTOR
MAGNETIC FIELD
COMPUTING PROGRAMME

Măgureanu R., Vasile, N. : **The computation of the magnetic field and of the stady-state régime parameters at the synchronous motor with varying reluctance, with apparent poles and flut barriers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 54

The paper shows the comportation of the anisotropy coefficient of the varying reluctance, apparent poles, flut barrier, synchronous motor.

DC 621.372.4

ELECTRICAL CIRCUIT
DIAKOPTICS
STATE ECUATIONS

Topan, D. : **Diakoptic writing method of state equations.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 59

The paper proposes a method for analysing the electrical and electronical complex circuits, useful for those who work in the design of the complex circuits in different operational regimes.

DC 621.313.322.81 :621.3.078

REPREZENTATIVE MAGNITUDES
ASYNCHRONOUS MACHINE

Galan, N. : **Considerations concerning the reprezentative magnitudes in the electrical machines theory.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 66

The paper describes the corelation between the resulting magnetic voltage produced by a three-phase spire end the representative current both for fundamental and for superiour order harmonics, the relation extending to the poliphase spins; specifications are done concerning the synchronous machine equations.

DC 629.1.066-83 :621.34

ELECTRICAL EQUIPMENT
TESTING DEVICE
ACTIONING

Ţopa, I. et. all. : **Devices for the determination of the electrical parameters in automobile alternators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 69

The paper presents the achievement of a device for the determination of the electrical parameters in automobile alternators. The device allows the checking out of 12 V and 24 V alternators in two operating regimes.

DC 621.372.54 :537.228.1

PIEZOCERAMIC FILTERS
COMPUTING ORGANIGRAMS

Iancu, O., Schiopu, P. : **The computer assisted design of the piezoceramic filters with longitudinal oscillations and transverse polarization.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 75

The paper proposes a dimensional-design method, assisted by the computer, having in view the maximization of the filter pass band.

DC 621.3.018.44 :621.313.045.13

D.C. MOTOR
COMMANDED RECTIFIER
FILM EFFECT
SUPLIMENTARY BURNINGS

Tigler, M. : **Suplementary loss in rectangle conductors of the rotoric winding of the D.C. motor, with independent excitation, energized by commanded rectifiers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 80

Using the armonic analysis of current in the rotoric circuit, based on the classical, linear, unelectric, unvariable in time, model, the paper determines the structure and evolution of the semi-steady state, periodical inductive, electromagnetic field, together with the growing resistence factors of the rotoric winding in case of the commutation frequence variations.

DC 621.8 :621.314

RLC-CHARGE INVERTORS
CONTROLE SYSTEM

Chindriş, M. I. : **Controle of the RLC-charge invertors, connected in series, for supplying the induction heating devices.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 88

The paper deals with the principles and ways of operating of a monophase bridge RLC-charge invertor, connected in series, presenting the scheme of the controle and protection system of the invertor, with the in series compensation of the charge.

SOMMAIRE

CD 621.3 :551.5

EQUIPEMENT ELECTRIQUE
CONDITIONS CLIMATIQUES DE FONCTIONNEMENT
CLASSIFICATION DES CONDITIONS DE MILIEU

Tănăsescu, Fl., T. et au. : **Les conditions climatiques dans lesquelles fonctionne l'équipement électrique selon préoccupations de la Commission Électrotechnique Internationale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb. 1979, p. 41

L'ouvrage présente des renseignements corrélés aux plus récentes études du Commité technique 75 de C.E.I. concernant a classification des conditions de miiieu pour les produits électrotechniques et électroniques. Le Comité technique a proposé aussi la division du climat mondial en huit types climatiques. Dans ce but on a pris en considération les valeurs extrêmes des températures annuelles tout comme la température maximale à laquelle l'humidité relative est plus grande ou égale à 95%.

CD 621-56/59 :621.315.51

CRYOELECTROTECHNIQUE
SURCONDUCTIBILITÉ

Puşcaşu, S., Badea, M. : **Quelques problèmes de l'électrotechnique des circuits surconducteurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 48

Dans cet ouvrage on démontre que les équations fondamentales du champ électromagnétique et certaines lois du matériel doivent être adaptées pour pouvoir être utilisées dans le calcul des circuits électriques à état surconducteur. A partir des équations classiques de Maxwell et en utilisant les postulats de la théorie phénoménologique de London on établit quelques relations qui permettent l'étude du champ électromagnétique dans des milieux surconducteurs.

CD 621.3.013 :518.12

MOTEUR SYNCHRONE
CHAMP MAGNETIQUE
PROGRAMME DE CALCUL

Măgureanu, R., Vasile, N. : **Le calcul du champ magnétique et des paramètres de régime stationnaire pour le moteur synchrone à réluctance variable à pôles saillants et barrière de flux.**

E.E.A. —**Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 54

On y présente le calcul du coefficient d'anisotropie du moteur synchrone à reluctance variable, à pôles saillants et barrières de flux.

CD 621.372.4

CIRCUITS ELECTRIQUES
DIAKOPTIQUE
EQUATIONS D'ETAT

Topan, D. : **Méthode diakoptique pour écriere les équations d'état.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 59

On y propose une méthode d'analyse des circuits électriques et électroniques complexes, méthode utile aux personnes qui travaillent aux projets techniques des circuits complexes en régimes divers de fonctionnement.

CD 621.313.322.81 :621.3.078

GRANDEURS REPRÉSENTATIVES
MACHINE ASYNCHRONE

Galan, N. : **Considérations concernant les grandeurs représentatives de la théorie des machines électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 66

Dans cet ouvrage on décrit la corrélation entre la tension magnétique résultante produite par un enroulement triphasé et le courant représentatif pour la fondamentale tout comme pour les harmoniques d'ordre supérieur, la relation s'appliquant aussi aux enroulements polyphasés; puis on fait des précisions concernant les machines synchrones.

CD 629.1.066-83 :621.34

EQUIPEMENT ELECTRIQUE
INSTALLATION D'ESSAI
ACTIONNEMENT

Ţopa, I. et au. : **Installation pour déterminer les paramètres électriques des alternateurs auto.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 79

Dans cet ouvrage on présente la réalisation d'une installation pour déterminer les paramètres électriques des alternateurs auto. L'installation permet la réalisation d'une installation pour détermination. L'installation permet la vérification des alternateurs de 12 et 24 V en deux régimes de fonctionnement.

CD 621.372.54 :537.228.1

FILTRES PIEZOCERAMIQUES
ORGANIGRAMMES DE CALCUL

Iancu, O., Schiopu, P. : **Projet technique, assisté par le calculateur, de filtres piézocéramiques à oscillations longitudinales et polarisation transversale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 75

On y propose une méthode de projet technique dimensionnel, assisté par le calculateur, ayant pour but la maximalisation de la passe-bande du filtre.

CZ 621.3.018.44 :621.313.045.13

MOTEUR A COURANT CONTINUU
REDRESSEUR COMMANDE
EFFET PELICULLAIRE
COMBUSTIONS SUPPLEMENTAIRES

Tigler, M. : **Pertes supplémentaires dans les conducteurs rectangulaires de l'enroulement rotorique aux moteurs à courant continuu à excitation independente, alimentés à l'aide des redresseurs commandés.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 80

En employant l'analyse harmonique du courant du circuit rotorique, sur le modèle classique linéaire, nonélectrique invariable en temps, dans l'ouvrage, on détermine la structure et l'évolution du champ électromagnétique quasistationnaire inductif périodique, ainsi que les facteurs d'augmentation de la resistance de l'enroulement rotorique le cas des variations de la fréquence de commutation.

CD 621.8 : 621.314

INVERSEURS A CHARGE RLC
INSTALLATION DE COMMANDE

Chindriş, M., Pănoiu, I. : **Commande des inverseurs à charge RLC en série pour alimentation les installations de chauffage par induction.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27,** nr. 2, feb 1979, p. 88

On y aborde le problème des principes et de la technique de commande d'un inverseur en pont monophasé à charge RLC en série et l'on y présente le schéma de l'installation de commande et protection de l'inverseur à compensation en série de la charge.

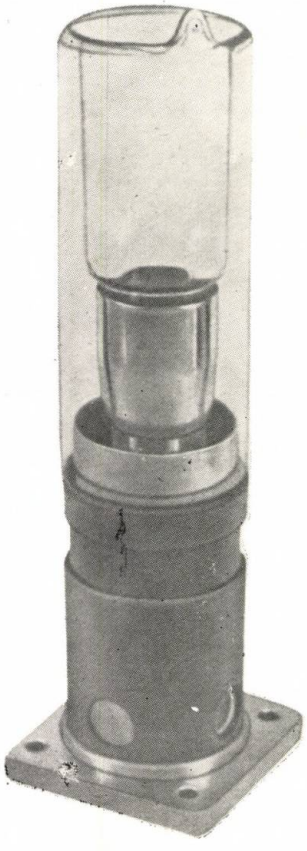
COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 755 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. —2001.—Telex. 01.12.26



Tuburi de raze X pentru analiză
Tuburi de raze X pentru spectroscopie
Tuburi de raze X pentru detectarea defectelor
Blocuri detectoare cu scintilaţie
Tuburi contoare derazenucleare
Detectoare cu suprafaţă barieră

EXPORTATOR:

Techsnabexport

32/34 Smolenskaia-Sennaia 121200 Moskova - URSS

Tel. 244-32-85; Telex 7628

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

OGRGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 2

CZ 62.13:551.5

ECHIPAMENTE ELECTRICE
CONDIŢII CLIMATICE DE FUNCŢIONARE
CLASIFICAREA CONDIŢIILOR DE MEDIU

Condiţiile climatice în care funcţionează echipamentul electric, în spiritul preocupărilor Comisiei Electrotehnice Internaţionale

FLORIN-TEODOR TĂNĂSESCU, ECATERINA PÂRLIGRAS, MINODORA SALGO, SILVIA MINEA, MAGDA VINOGRADOV şi ALEXANDRU SABĂU*-Bucureşti

1. Concepţii în stabilirea condiţiilor climatice

Necesitatea existenţei unui nivel de încredere pe care îl poate asigura un produs în condiţii „date" ale mediului înconjurător a conturat în gîndirea tehnicienilor ideea de *lărgire a sferei de aplicare a încercărilor climatice asupra tuturor echipamentelor electrotehnice* şi nu numai în cazul echipamentelor şi componentelor electronice, aşa cum se cunoaşte de circa 20 de ani din documentele CEI.

Această nouă concepţie şi-a făcut apariţia în cadrul Comisiei Electrotehnice Internaţionale, în anul 1975, cînd s-a înfiinţat noul comitet 75 *„Clasificarea condiţiilor de mediu"*, al cărui obiectiv final este de a stabili cea mai simplă clasificare a mediilor, astfel încît să satisfacă majoritatea cerinţelor tehnico-economice dar, să permită şi încadrarea cazurilor particulare.

Evident, o clasificare a mediilor trebuie să se bazeze pe parametrii reali, caracteristici mediilor în care produsele pot fi depozitate, transportate sau exploatate. Subliniem că fiind vorba de *condiţii reale de mediu*, acestea nu trebuie confundate cu condiţiile de încercări climatice care formează obiectul comitetului CEI „50".

Dacă acestea sînt ideile fundamentale care stau la baza activităţii Comitetului CEI 75, trebuie subliniat, înainte de a se prezenta stadiul atins în prezent de către CEI în acest domeniu — că preocuparea de extindere a aplicării încercărilor climatice la toate produsele ce compun echipamentele electrotehnice se suprapune pe un principiu promovat de ICPE în ţara noastră, în domeniul tehnicii de protecţie climatică şi anume acela de standardizare a unor metode de încercare care să se refere la produsele electrice complexe. Astfel, au fost elaborate standardele pentru încercările climatice, redactate în anii 1962—1963, la care abia mult mai tîrziu s-a adăugat grupa de standarde pentru încercări climatice şi mecanice specifice produselor şi componentelor electronice (1969—1970).

Existenţa standardelor climatice pentru produsele electrice complexe a permis de la început ca, în ţara noastră, să se lucreze după o concepţie unitară atît în tehnica de verificare a performanţelor climatice, cît şi pentru aplicarea procedeelor de protecţie a produselor adaptate climatic.

Se mai remarcă, de asemenea, că în prezent necesitatea existenţei unor metode unice de încercări climatice a echipamentelor electrice se constată nu numai în recomandările CEI dar şi în cadrul CAER. Ţara noastră, la rîndul său, şi-a propus, pe baza experienţei acumulate, corelările sau unificările standardelor referitoare la încercările climatice aplicate în electrotehnică şi în electronică.

2. Protecţia climatică, a problemei actuale a Comisiei Electrotehnice Internaţionale

În primii ani a apărut, în cadrul CEI, o serie de documente de secretariat prin care s-a urmărit atît inventarierea tuturor condiţiilor care pot influenţa produsul complex, cît şi stabilirea unor grupe de parametri de severitate luînd ca bază principiul alegerii unor valori reale corespunzătoare celor inventariate în diferitele climate de pe glob (CEI Secretariat, 15 iulie 1977). Fără a mai intra în detalii

* Dr. ing. *Tănăsescu T. Fl.* este director la Institutul de cercetări şi proiectări pentru industria electrotehnică, profesor asociat la Institutul politehnic din Bucureşti; ing. *Pârligras, E.* este şefa Laboratorului de cercetări protecţii climatice; ing. *Salgo, M.*, şi chimist *Minea, S.* sînt cercetători principali în Laboratorul cercetări protecţii climatice; *Vinogradov, M.* şi *Sabău, Al.* sînt cercetători principali la Institutul de meteorologie şi hidrologie—Bucureşti.

se amintește că în acest document se ține seama de factorii : climatici, biologici, mecanici, electrici și electromagnetici.

La redactarea documentului amintit s-a luat în considerație un ghid (CEI 50 — Secretariat — 232/ianuarie 1977) în care se definește noțiunea de climat, se descriu variante de amplasare (aer liber, șopron, interior de încăperi zidite, interior de instalații în care se pot crea zone calde sau cu influențe de agenți chimici). Același document conține și două anexe :

Anexa I, care cuprinde descrierea climatelor din diferite regiuni ale globului, luînd ca repere temperaturile și umiditatea relativă ale atmosferei. Se deosebesc patru climate cu 11 variante :

Climatul rece F, cu două variante ale temperaturii minime medii anuale —55°C și —40°C.

Se încadrează în cazul —40°C regiunea zonei Arcticii din interiorul continentelor, iar în cazul —55°C — zona Antarctică.

Climatul temperat T, cu două variante ale temperaturii minime : —40°C și —25°C ; primul caz, climatul *temperat-rece*, corespunde zonelor cu temperaturi scăzute avînd valori cuprinse între —25°C și —40°C, iar al doilea, climatul *temperat-cald*, corespunde zonelor cu temperaturi mai mari decît —25°C.

Acestea din urmă se întîlnesc, în special, în Europa de N și NV, pe cînd climatul *temperat T* —40°C se întîlnește în Siberia.

Climatul cald-umed H, caracterizat prin prezența regulată a unei temperaturi mai ridicate, combinată cu o umiditate relativă, de asemenea ridicată, a aerului, respectiv valori ale combinațiilor de 80% u.r. și temperaturi de 23°C, care revin fără întrerupere cel puțin pe o durată de o lună.

Se deosebesc, în funcție de valorile medii ale minimelor : H + 5 — climatul *cald-umed continuu* din zonele tropicale, unde minimele sînt permanent de +5°C.

H—15 — climatul *cald-umed* cu valorile minimelor cuprinse între 5°C și —15°C, prezentînd cel puțin o lună din an valori ale u.r. 80% corelate cu temperaturi de 23°C. Acest climat este specific Asiei de Est.

H—40 — climatul *umed*, unde valorile minimelor sînt cuprinse între —15°C și —40°C, specific Coreei de Nord.

Climatul cald-uscat A, caracterizat prin valori ridicate ale temperaturii aerului și umidități relative foarte scăzute, prin diferențe mari de temperatură între zi și noapte, între iarnă și vară.

Valoarea mediilor maximelor depășește +45° (în același timp media lunară a temperaturilor maxime trebuie să depășească cel puțin o lună din an, valoarea de 23°C), iar media umidității relative lunare scade pe perioade scurte la 60% în cursul aceleași luni.

Și în cadrul acestui climat, în funcție de valoarea temperaturii minime, se deosebesc :

A—15 — cu valori ale minimelor anuale 15°C, în Australia, Africa de Nord și de Sud, Arabia, regiuni din America de Nord și din America de Sud.

A—15 — cu presiune ridicată de vapori, avînd în toate lunile u.r. 80%, dar valoarea presiunii vaporilor depășește 29 mbar (cca 22 g/m³) și frecvent rouă. Este un climat de tranzit între climatul umed și cel uscat.

A—25 — cu ierni moderate, temperaturile minime anuale variind între —15°C și —25°C ; se întîlnește în regiuni din America de Nord și din Asia Centrală.

A—40 — cu ierni reci, valorile minime anuale fiind între —25°C și —40°C ; întîlnite, de asemenea, în zone din America de Nord și Asia.

Anexa II a documentului cuprinde factorii climatici din mediul exterior și care se regăsesc în fiecare din climatele amintite. Aceștia sînt : *temperatura aerului, radiația solară, presiunea atmosferică și temperatura corelată cu altitudinea, umiditatea relativă, precipitațiile sub formă de ploaie, zăpadă, gheață, vîntul, praful și nisipul, agenții corozivi și biologici.*

Ulterior, în publicația 75 (Secretariat—18 dec 1977) clima globului este subdivizată în 8 tipuri climatice. Această clasificare a avut la bază valorile statistice limită ale temperaturii și ale temperaturii combinate cu valori ridicate de umiditate (95%). În acest scop (la întrunirea de la Stockholm din 12 oct 1977), s-a hotărît să se întocmească un chestionar la care să răspundă toate comitetele naționale, pentru a se culege date și a se întocmi tabele, și pe cît posibil hărți, din a căror totalizare să fie posibilă o zonare a globului în scopuri tehnice. În acest scop s-au întocmit două tabele. În tabelul 1 sînt indicate valorile medii anuale

Tabelul 1

Tipul de climat	Media valorilor pe mai mulți ani a valorilor extreme anuale		
	temp. minimă, °C	temp. maximă, °C	temp. cea mai ridicată la care RH≥95%
Extrem rece (excepție Antarctica centrală)	—65	+32	+20°C
Rece	—55	+32	+20°C
Temperat rece	—33	+34	+23°C
Temperat cald	—20	+35	+25°C
Cald uscat	—20	+40	+27°C
Cald uscat excesiv	+3	+55	+28°C
Cald umed	+5	+40	+31°C
Cald umed constant	+13	+35	+33°C

ale valorilor extreme anuale, iar în tabelul 2 sînt indicate valorile medii ale extremelor zilnice.

Tabelul nr. 2

Tipul de climat	Media valorilor pe mai mulți ani a valorilor medii extreme zilnice		
	temp. maximă, °C	temp. minimă, °C	cea mai ridicată temp. cu RH≥95 %
Extrem rece (excepție Antarctica centrală)	+26	−55	+18°C
Rece	+25	−45	+18°C
Temperat rece	+28	−29	+18°C
Temperat cald	+30	−15	+20°C
Cald uscat	+35	−10	+23°C
Cald uscat excesiv	+43	+8	+26°C
Cald umed	+35	+12	+28°C
Cald umed constant	+33	+17	+31°C

Pentru utilizarea unui produs în diferite zone geografice cu diferite tipuri climatice, acestea au fost organizate în patru grupe principale :

— climatul restrîns, care include numai climatul temperat cald ;

— climatul general, care include climatele temperat-rece, temperat cald și cald-uscat ;

— climatul universal, include toate tipurile climatice exceptînd climatul extrem rece și extrem cald.

— climatul mondial, ce include toate tipurile de climate.

În tabelul 3 sînt indicate valorile medii pe mai mulți ani ale valorilor extreme anuale,

Tabelul 3

Grupa de climate	Valorile medii pe mai mulți ani ale extremelor anuale		
	temp. minimă, °C	temp. maximă, °C	cea mai ridicată temp. cu RH≥95 %
Restrîns	−20	+35	+25°C
General	−33	+40	+27°C
Universal	−55	+40	+33°C
Mondial	−65	+55	+33°C

iar în tabelul 4 sînt indicate valorile extreme zilnice pentru fiecare din aceste tipuri de climate.

3. Preocupări ale României în domeniul protecției climatice

Țara noastră, analizînd aceste documente și luînd în considerație experiența de 20 de ani a Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică în domeniul protecției climatice, a întocmit o hartă privind zonarea climatică a teritoriului țării.

Tabelul 4

Grupa de climate	Valorile medii pe mai mulți ani ale extremelor zilnice		
	temp. minimă, °C	temp. maximă, °C	cea mai ridicată temp. cu RH≥95 %
Restrîns	−15	+30	+20°C
General	−29	+35	+23°C
Universal	−45	+35	+28°C
Mondial	−55	+43	+28°C

Selecția tipurilor de climate s-a bazat pe comparația valorilor medii obținute din prelucrarea datelor de la cele 106 stații meteologice din R. S. România, cu valorile date în cele două tabele din publicația CEI, urmărindu-se încadrarea cît mai fidelă în limitele tipului de climat cel mai apropiat condițiilor de temperatură și umezeală relativă, existente pe teritoriul țării noastre. Totuși, datorită influenței marii diversități a formelor de relief asupra climei din țara noastră, nu a fost posibilă încadrarea strictă a tuturor valorilor obținute într-un tip de climă sau altul. În acest sens, menționăm că prin interferarea unor limite reale ale parametrilor obținuți cu limitele de referință ale altor tipuri de climă indicate în chestionar, o serie de puncte au fost atribuite tipurilor învecinate de climat, cu limite mai largi, în care se putea include întreaga gamă de valori ale parametrilor respectivi.

În final, s-au obținut trei tipuri de climat (temperat rece — *CT*, temperat cald — *WT* și cald-uscat — *DrW*) pe baza cărora a fost realizată zonarea teritoriului R. S. România, conform documentației amintite.

Analizînd harta din figura 1 *Zonarea teritoriului R. S. România* (extreme anuale) pe baza documentației CEI se observă că arealul climatului temperat rece — *CT* (cald-temperat) acoperă întreaga zonă muntoasă a Carpaților estici, sudici și vestici, teritoriul cuprins în interiorul arcului carpatic (parțial dealurile vestice, dealurile și depresiunile intracarpatice și podișul Transilvaniei), precum și partea centrală a podișului moldovenesc. Față de limitele acestui tip de climat (−33°C temperatură minimă, +34°C temperatură maximă, +23°C temperatura cea mai mare corespunzătoare umezelii 95%), se observă că valorile medii multianuale ale extremelor anuale se încadrează foarte bine în limitele indicate. Dar, analiza detaliată a șirului de valori de la fiecare stație a permis constatarea faptului că față de limitele specifice tipului de climat — temperat rece, cele mai mari sau cele mai

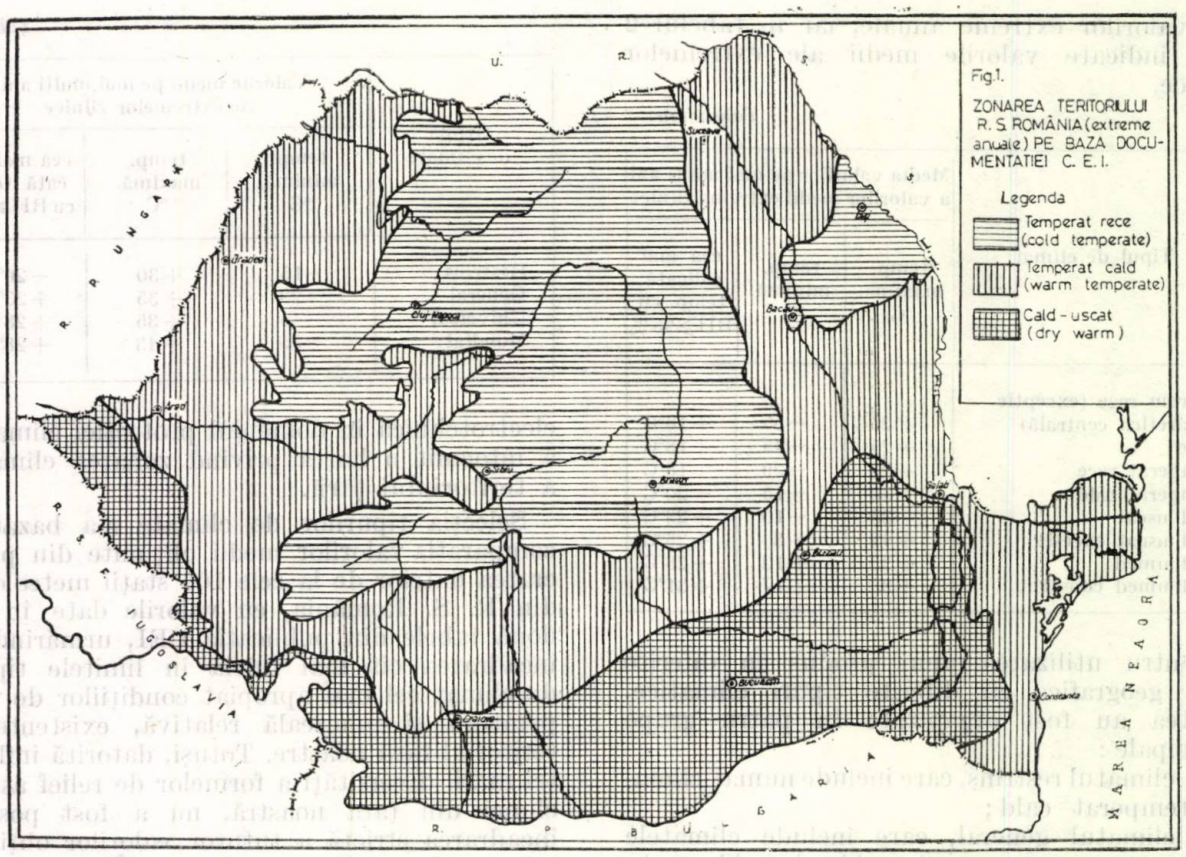


Fig. 1

mici valori ale extremelor anuale sau ale celor zilnice pot prezenta o abatere de aproximativ 5°C atît într-un sens, cît și în celălalt.

Tipul temperat cald *WT* din figura 1 cuprinde Cîmpia vestică, valea Mureșului în aval de Tg. Mureș, dealurile bănățene, podișul Getic subcarpații externi sudici și estici, partea nordică și sudică a podișului moldovenesc, Dobrogea de nord precum și zona de litoral și delta Dunării. În general, acest tip de climat acoperă zona deluroasă și de cîmpii înalte — exceptînd podișul Transilvaniei.

În limitele acestui tip climatic (—20°C temperatura minimă, +35°C temperatura maximă, respectiv +25°C), temperatura cea mai mare, corespunzătoare umezelii relative de 95% în regiunile zonei respective se încadrează destul de fidel cu o aproximație de +1°C. Totuși, și în acest caz cele mai mari sau cele mai mici valori ale extremelor anuale sau ale extremelor zilnice (tabelul nr. 2) pot prezenta abateri mai mari (de peste ±5°C) față de limitele admise tipului climatic temperat-cald. Așa este, de exemplu, cazul subcarpaților sudici și estici, care prezintă diferențieri termice mai mari între valorile extreme ale unuia din cele trei praguri limită, datorită caracterului mai continental al climei din aceste regiuni, precum și a frecventelor procese fohnale specifice subcarpaților.

Tipul cald-uscat *DrW*, figura 1, acoperă regiunile din sud-vestul cîmpiei vestice, Cîmpia Română, cîmpia și lunca Dunării, precum și partea deluroasă din sudul Dobrogei. Acest tip climatic este evidențiat de următoarele valori limită: —20°C temperatura minimă, +40°C temperatura maximă respectiv + 27°C temperatura cea mai mare corespunzătoare umezelii relative 95%; valori limită suficient de acoperitoare pentru zona respectivă, dacă se fac referiri la valorile medii calculate. Dacă se au însă în vedere valorile instantanee, respectiv cele mai mici dintre acestea — nu cele mediate — se poate semnala faptul că ele pot coborî cu circa 10°C sub pragul de —20°C.

În figura 2 este prezentată harta *Zonarea teritoriului R. S. România (extreme zilnice) pe baza documentației CEI.*

Din analiza acestei hărți se constată că valorile medii zilnice se pot, de asemenea, clasifica în aceleași tipuri (trei) de climat, respectiv: climat rece *CT* temperat cald *WT* și cald uscat *DrW*. Pragurile ce separă aceste tipuri climatice diferă de cele caracteristice valorilor medii anuale. Tipul temperat rece *CT* — caracterizat prin: —29°C temperatură minimă, +28°C temperatura maximă și +18°C cea mai mare temperatură corespunzătoare umezelii relative 95% se suprapune foarte bine regiunilor intracarpatice din centrul, nordul

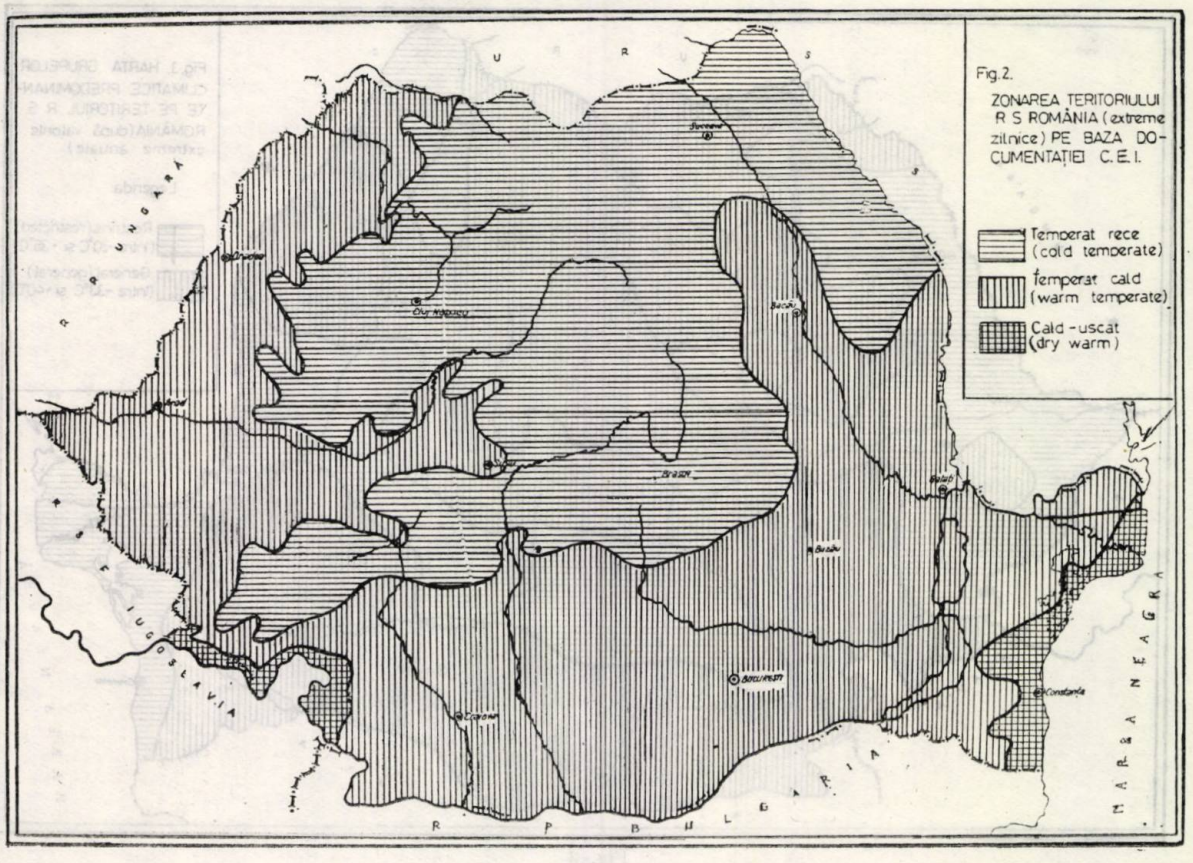


Fig. 2

și vestul țării, regiunilor muntoase carpatice precum și părții centrale și nordice a podișului moldovenesc. Valorile limită ale acestui tip climatic pot corespunde chiar și celor mai mari sau celor mai mici valori extreme cu o abatere de numai ± 1 —2°C.

Tipul temperat cald *WT* acoperă aproape tot restul teritoriului țării noastre, respectiv : cîmpia vestică, culoarul Mureșului, Banatul, podișul Getic, Cîmpia Română, restul podișului moldovenesc precum și aproape toată Dobrogea inclusiv partea centrală și vestică a deltei Dunării.

Limitele specifice tipului temperat cald (—15°C temperatură minimă +30°C temperatură maximă respectiv +20°C cea mai mare temperatură corespunzătoare umezelii relative 95%) nu sînt depășite nici de valorile medii și nici de cele mai mari sau cele mai mici valori ale extremelor zilnice.

Tipul climatic cald-uscat *DrW* cuprinde două suprafețe foarte restrînse din teritoriul țării noastre, incluzînd doar estul deltei Dunării, litoralul, Dobrogea centrală precum și extremitatea sud-vestică a țării, de-a lungul Dunării. Caracterizat prin valori limită de —10°C, pentru temperatura minimă, +35°C temperatură maximă și +23°C, pentru cea mai mare temperatură, corespunzătoare umezelii relative de 95%, acest tip climatic este fidel reprezentat de caracteristicile termice ale parametrilor analizați, atît în valori medii, cît și în cele extreme.

Pe baza datelor de temperatură prelucrate de la cele 106 stații meteorologice și a zonării valorilor extreme anuale și zilnice, corespunzătoare limitelor celor trei tipuri climatice s-a încercat încadrarea lor în grupe de climate conform indicațiilor tabelelor 3 și 4 din documentația CEI. Rezultatele obținute au fost înscrise în tabelele 5 și 6 din prezenta lucrare și în mod cu totul orientativ s-a realizat zonarea acestor grupe de climate în hărțile din figurile 3 și 4.

În general, se poate constata că pentru țara noastră sînt specifice două grupe de climat : general și restrîns. În acest sens din harta reprezentată în figura 3 pe baza extremelor anuale, rezultă că regiunile din cîmpia vestică, culoarul Mureșului, nordul și sudul podișului moldovenesc, subcarpații sudici și de curbură, delta Dunării jumătatea estică a Dobrogei și litoralul prezintă caracteristicile grupei de climat *restrîns*, celelalte regiuni ale țării, avînd limite mai largi de variație a temperaturilor extreme anuale (între —33 și —40°C) se încadrează în grupa de climat *general* (predominant).

În figura 4, pe harta care redă valorile extreme zilnice, grupa de climate, % *general*, prezintă o arie mai mică de distribuție, acoperind numai regiunea muntoasă a Carpaților, precum și

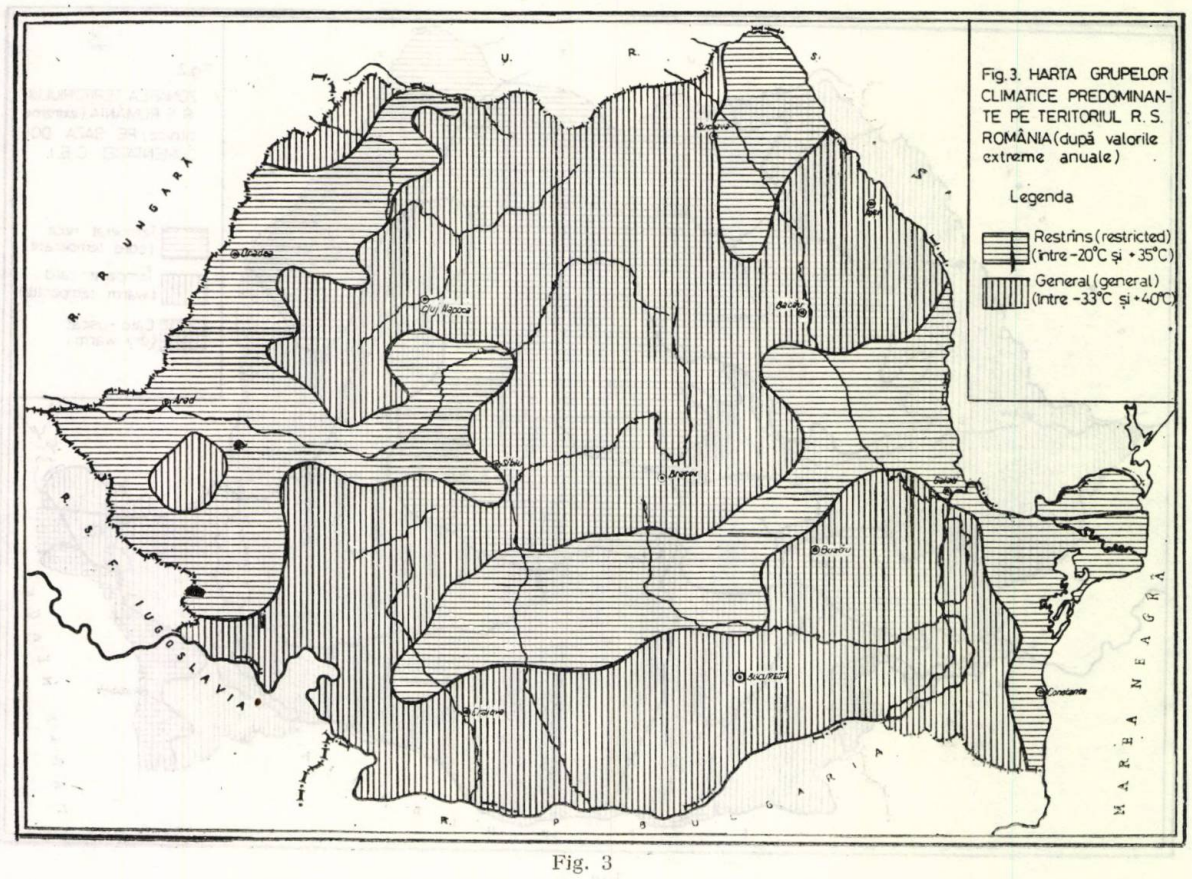


Fig. 3. HARTA GRUPELOR CLIMATICE PREDOMINANTE PE TERITORIUL R. S. ROMÂNIA (după valorile extreme anuale)
Legenda
Restrins (restricted) (între -20°C și +35°C)
General (general) (între -33°C și +40°C)
U. R. S. S.
R. P. UNGARĂ
R. S. F. IUGOSLAVIA
R. P. BULGARIA
MAREA NEAGRĂ

Fig. 3

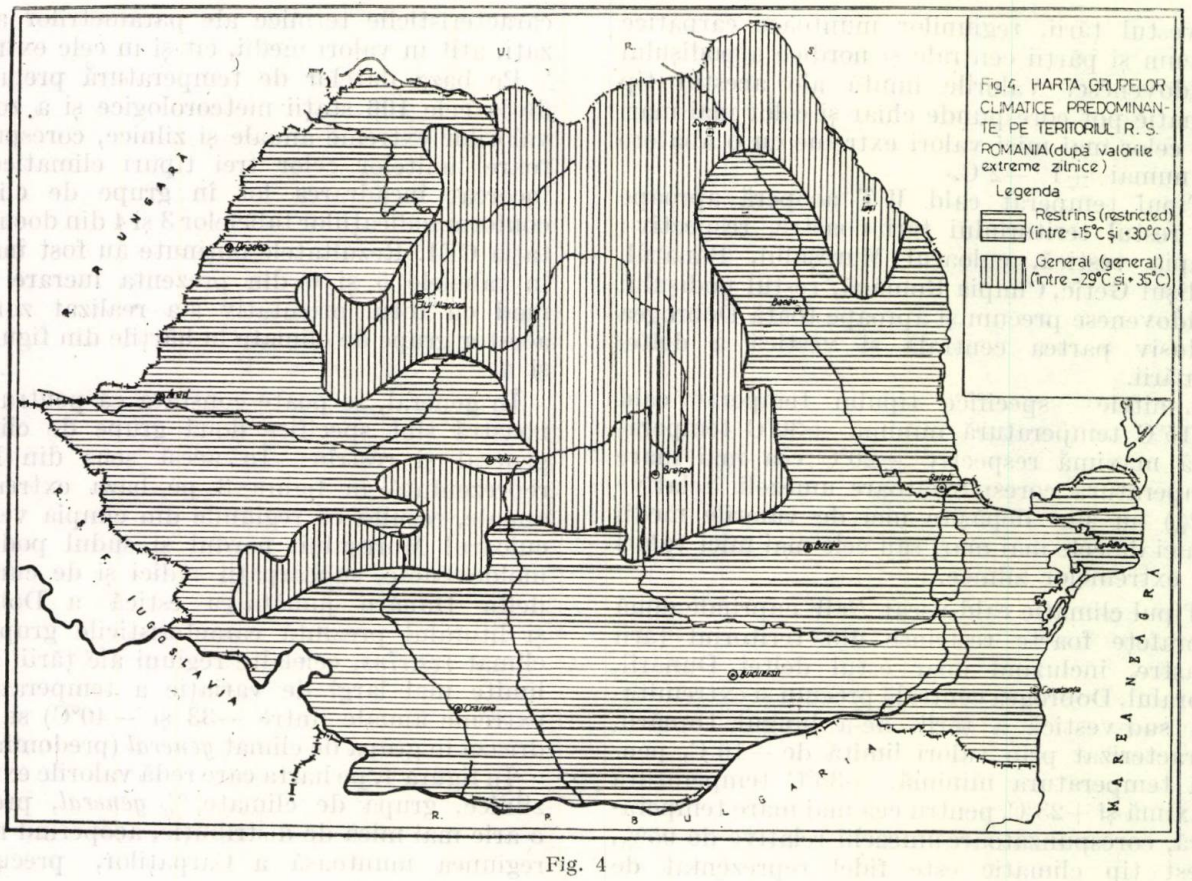


Fig. 4. HARTA GRUPELOR CLIMATICE PREDOMINANTE PE TERITORIUL R. S. ROMÂNIA (după valorile extreme zilnice)
Legenda
Restrins (restricted) (între -15°C și +30°C)
General (general) (între -29°C și +35°C)
U. R. S. S.
R. P. UNGARĂ
R. S. F. IUGOSLAVIA
R. P. BULGARIA
MAREA NEAGRĂ

Fig. 4

Tabelul 5

Relația între zonele geografice și tipurile de climate bazate pe valoarea medie pe mai mulți ani a valorilor extreme anuale

Regiuni din țară	Zone de șes și deluroase								Zone muntoase cu platouri înalte							
Tip de climate	*EC*	*C*	*CT*	*WT*	*DrW*	*EDrW*	*DW*	*DWE*	*EC*	*C*	*CT*	*WT*	*DrW*	*EDrW*	*DW*	*DWE*
Părți din țară :																
Partea centrală, central-nordică și insular central-estică			×								×					
Partea vestică, estică și central-sudică				×												
Partea extrem sudică și sud-vestică					×											

Grupe de climate ce acoperă întreaga țară — Restrîns : ☐ — General : ☒ — Universal : ☐ — Universal mondial : ☐

Tabelul 6

Relația între regiunile geografice și tipurile de climate bazate pe valorile medii pe mai mulți ani ale valorilor extreme zilnice

Regiuni din țară	Zone de șes și deluroase								Zone muntoase cu platouri înalte							
Tipul de climat	*EC*	*C*	*CT*	*WT*	*DrW*	*EDrW*	*DW*	*DWE*	*EC*	*C*	*CT*	*WT*	*DrW*	*EDrW*	*DW*	*DWE*
Părți din țară :																
Partea centrală, central-nordică și nord-estică . .			×								×					
Partea vestică, sudică și restul părții estice				×												
Extremitățile sud-vestice și sud-estice(litoralul). . .					×											

Grupe de climate ce acoperă întreaga țară : Restrîns : ☒ — General : ☐ — Universal : ☐ — Universal mondial : ☐

partea centrală și de nord-est a țării. Tot restul teritoriului țării prezintă valori medii ale temperaturilor extreme zilnice, cuprinse între −15°C și +30°C, corespunzînd grupei de climate „*restrîns*".

4. Concluzii

Întocmirea de către fiecare țară a unei hărți climatice pe baza unei concepții și a unui limbaj unitar va conduce la împărțirea globului în zone climatice interesante din punct de vedere tehnic.

Aceasta va contribui ca în domeniul de adaptare climatică a produselor industriale și, în primul rînd a celor electrotehnice, să se stabilească metode de încercare și criterii de apreciere cu largă aplicabilitate, ceea ce este util atît în industria fiecărei țări, cît și pentru colaborările tehnice și comerciale dintre state.

Bibliografie

[1] *NC 03—1/1968* — Normă climatică I.C.P.E. Climatologie tehnică. Date climatice din Republica Arabă Unită.

[2] *NC 03—4/1968* — Idem. Date climatice din Vietnam.

[3] *NC 03—6/1977 03 —14/1977* — Idem. Date climatice din Libia ; Sudan ; Somalia ; Tanzania (respectiv).

[4] *NC 13—1/1974* — Idem. Compatibilitatea categoriilor climatice ale componentelor electronice cu tipurile de protecție climatică TH, TA, THA.

[5] *C.E.I. Technical Comitee* nr. 50 ; Secret. 232/ian 1977 : Environmental Testing Draft — Guidance on climatic conditions.

[6] *C.E.I. Technical Comitee* nr. 75. Classification of environmental parameters and their severities (part. 1—1).

[7] *Idem* ; Secret. 18/dec 1977 ; Questionnaire on application of statistical climates to geografical areas.

[8] *Publication CEI—68* : Essais fondamentaux climatiques et de robustesse mecanique.

CZ 621–56/59:621.314.51

CRIOELECTROTEHNICĂ
SUPRACONDUCTIBILITATE

Unele probleme ale electrotehnicii circuitelor supraconductoare

SILVIU PUȘCAȘU, MARIAN BADEA* — Craiova

Introducere

Se știe că în ultimul timp aplicațiile tehnice ale supraconductibilității se bucură de o atenție sporită din partea cercetătorilor, proiectanților și constructorilor de instalații, dispozitive și agregate care se bazează pe acest fenomen. Încă de mai mult timp în realizarea de electromagneți supraconductori utilizați pentru cîmpuri magnetice intense în laboratoarele de fizica particulelor, în sustentația magnetică a vehiculelor de tracțiune electrică neconvențională, în echiparea generatoarelor MHD se obțin rezultate spectaculoase care conduc la execuții de prototipuri și chiar la anumite producții de serie. De asemenea, așa cum se precizează în [4, 5, 6], în unele laboratoare ale unor firme, institute de cercetare și instituții de învățămînt superior se efectuează de cîțiva ani cercetări importante în vederea realizării de modele și prototipuri de criomașini, criotransformatoare și criccabluri, unele dintre ele intrate în fază de testare de lungă durată [5, 6].

Aplicarea fenomenului de supraconductibilitate în electrotehnică impune o atentă analiză a modului în care trebuie să fie calculate circuitele electrice și magnetice în regim supraconductor. În acest scop este necesară, în primul rînd, o adaptare a principalelor legi generale și de material în condițiile regimurilor supraconductoare și corectarea unor teoreme care stau la baza metodologiei de calcul al circuitelor electrice și magnetice. De asemenea, apare evidentă necesitatea stabilirii unor metode adaptate sau chiar noi pentru calculul circuitelor de genul precizat mai sus. În articolul de față se prezintă unele aspecte specifice, în stare supraconductoare, ale unor legi generale și de material din electrotehnică, precum și ale unor regimuri electrice particulare ale circuitelor în stare supraconductoare.

1. Particularități ale formei locale a legii curentului electric de conducție în regim supraconductor.

Trebuie precizat că cu toate progresele realizate în domeniul fizicii cuantice ecuațiile cîmpului electromagnetic ale lui Maxwell, ca și alte legi generale rămîn valabile în forma locală cunoscută. Este necesară însă o adaptare a lor pentru mediile în stare supraconductoare. Astfel, de exemplu, legea curentului electric de conducție în cazul mediilor omogene și neaccelerate are expresia cunoscută a formei sale locale :

$$\bar{\jmath} = \sigma \bar{E}. \tag{1}$$

În această formă, cu $\sigma = \infty$ (cazul supraconductorului ideal) rezultă, întotdeauna pentru un cîmp electric nenul, o densitate de curent infinită. Relația, scrisă în acest fel, nu prezintă utilitate și nu corespunde cu situația reală în regim supraconductor. Faptul este explicabil prin aceea că la stabilirea legii nu s-a avut în vedere cazul mediilor cu $\sigma \to \infty$. De asemenea și în cazul interpretării microscopice clasice a conductivității în modelul „gazului electronic" nu s-au introdus condiții care să țină seama de posibilitatea existenței supraconducției.

S-a arătat că, în cazul unei structuri perfect periodice în apropiere de 0°K o parte din electroni au o deplasare „liberă" prin rețeaua cristalină a solidului, deci, posedă un impuls mediu nenul. Desigur sub aspect cuantic această mișcare „liberă" implică proprietățile ondulatorii ale electronului exprimate prin ecuația lui Schrödinger. Acceptînd un model clasic al unei astfel de mișcări înseamnă să se admită existența unui anumit număr de electroni, avînd o astfel de mișcare *liberă*, neafectată de relația cu rețeaua cristalină, denumiți *supraelectroni* sau electroni de supraconducție. Dacă se notează concentrația volumică de *supraelectroni* cu n_s atunci, acceptînd mișcarea *liberă* a acestora în sens clasic, ei vor fi solicitați din partea unui cîmp electric uniform $\bar{E}$ de o forță care le va imprima o viteză nerelativistă $\bar{v}_s$ conform relației :

$$e\bar{E} = m\dot{\bar{v}}_s. \tag{1}$$

Conform modelului clasic elementar densitatea de *curent de supraconducție* are expresia :

$$\bar{\jmath}_s = n_s \bar{v}_s \cdot e. \tag{2}$$

Derivînd în raport cu timpul această ultimă relație se obține :

$$\dot{\bar{\jmath}}_s = n_s e\dot{\bar{v}}_s. \tag{3}$$

---

* Dr. ing. *Pușcașu S.* este profesor titular, șeful catedrei de bazele electrotehnicii de la Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova, iar dr. ing. *Badea M.* este conferențiar la aceeași catedră.

Eliminînd $\bar{v}_s$ între (1) și (3) se obține :

$$\dot{\bar{\jmath}}_s = \frac{n_s}{m} e^2 \bar{E}. \quad (4)$$

Comparînd (4) cu (1) se observă o analogie formală, în ceea ce privește dependența termenului din membrul întîi, de intensitatea cîmpului electric $\bar{E}$. În timp ce în sens clasic $\bar{\jmath}$ depinde de $\bar{E}$, în modelul bazat pe existența supraelectronilor derivata lui $\bar{\jmath}_s$ în raport cu timpul, deci viteza de variație a densității de curent este mărimea care depinde proporțional de intensitatea cîmpului electric. Relația (4) mai arată că, în regim staționar, cînd toate mărimile macroscopice, deci și $\bar{\jmath}$, sînt constante, intensitatea macroscopică $\bar{E}$ a cîmpului electric în conductor ca și căderea de tensiune în lungul acestuia este nulă, iar interiornl conductorului este un domeniu echipotențial. În capitolul 2 se arată că aceasta contribuie, printre altele, la repartizarea curentului sub forma unei pînze superficiale de curent.

2. Adaptatrea ecuațiilor lui Maxwell în regim supraconductor

Se știe [1, 2], că un fenomen specific stării supraconductoare este efectul Meissner-Ochsenfeld riguros explicabil cu ajutorul conceptelor mecanicii cuantice. Așa cum se știe, el precizează că în corpurile aflate în stare de supraconducție cîmpul de inducție magnetică are numai o repartiție cvasisuperficială, el pătrunzînd în interiorul acestora pe adîncimi extrem de mici de ordinul cîtorva structuri atomice.

Ecuațiile lui Maxwell (cele două legi generale ale electromagnetismului, cea a circuitului magnetic și respectiv a inducției electromagnetice) se pot adapta acestei situații.

Fie cele două legi în forma locală cunoscută :

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{\jmath} + \dot{\bar{D}}, \quad (5)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\dot{\bar{B}}. \quad (6)$$

Considerînd în mediul supraconductor $\mu \approx \mu_0$, rezultă din (5), în cazul unui material liniar :

$$\operatorname{rot} \bar{B} = \mu_0 (\bar{\jmath}_s + \dot{\bar{D}}). \quad (7)$$

Aici s-a admis că în stare supraconductoare nu există decît curent de supraconducție cu densitatea $\bar{\jmath}_s$, considerînd cîmpuri de inducție electrică lent variabile în timp ($\dot{\bar{D}} \approx 0$), atunci (7) devine :

$$\operatorname{rot} \bar{B} = \mu_0 \bar{\jmath}_s. \quad (8)$$

Eliminînd $\bar{E}$ între (4) și (6) se obține :

$$\dot{\bar{B}} = -\frac{m}{n_s e^2} \operatorname{rot} \dot{\bar{\jmath}}_s. \quad (9)$$

Din (8) se obține succesiv :

$$\operatorname{rot} \dot{\bar{B}} = \mu_0 \dot{\bar{\jmath}}_s$$

și :

$$\operatorname{rot} \dot{\bar{\jmath}}_s = \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} \operatorname{rot} \dot{\bar{B}}.$$

Înlocuind în (9) rezultă :

$$\dot{\bar{B}} = -\frac{m}{n_s e^2 \mu_0} \operatorname{rot} \operatorname{rot} \dot{\bar{B}}. \quad (10)$$

Știind că :

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \dot{\bar{B}} = -\dot{\Delta \bar{B}},$$

se obține :

$$\dot{\bar{B}} = \frac{m}{n_s e^2 \mu_0} \dot{\Delta \bar{B}}$$

și prin urmare :

$$\dot{\Delta \bar{B}} = \frac{n_s \mu_0 e^2}{m} \dot{\bar{B}}. \quad (11)$$

Expresia $\frac{m}{n_s \mu_0 e^2}$ este cunoscută sub denumirea de constantă London [1] și se notează cu Λ.

Rezultă că (11) se poate pune sub forma :

$$\dot{\Delta \bar{B}} = \frac{1}{\Lambda} \dot{\bar{B}}. \quad (12)$$

Se știe că una din ecuațiile generale ale cîmpului electromagnetic în conductoare masive liniare [19] este :

$$\dot{\Delta \bar{B}} = \mu \sigma \dot{\bar{B}}. \quad (13)$$

Între (12) și (13) se observă o analogie formală, în special în ceea ce privește membrul doi al acestora, cu precizarea că analogul lui $\mu\sigma$ este în (12) $\frac{1}{\Lambda}$.

O relație analoagă cu (12) se poate obține și pentru $\bar{I}_s$. Ținînd seama de (4) se obține :

$$\operatorname{rot} \dot{\bar{I}}_s = \frac{n_s}{m} e^2 \operatorname{rot} \bar{E},$$

și deoarece rot $\bar{E} = -\dot{\bar{B}}$ aplicînd din nou rotorul se poate scrie :

$$-\Delta\dot{\bar{\mathfrak{J}}}_s = -\frac{n_s e^2}{m}\,\mathrm{rot}\,\dot{\bar{B}}.$$

Dar :

$$\mathrm{rot}\,\dot{\bar{B}} = \mu_0\,\mathrm{rot}\,\dot{\bar{H}} = \mu_0\dot{\bar{\mathfrak{J}}}_s .$$

Înlocuind rezultă :

$$\Delta\dot{\bar{\mathfrak{J}}}_s = \frac{n_s e^2 \mu_0}{m}\dot{\bar{\mathfrak{J}}}_s ,$$

și prin urmare :

$$\Delta\dot{\bar{\mathfrak{J}}}_s = \frac{1}{\Lambda}\dot{\bar{\mathfrak{J}}}_s. \qquad (14)$$

Este ușor de observat că se poate obține din (12) și relația :

$$\Delta\dot{\bar{H}} = \frac{1}{\Lambda}\Delta H\dot{\bar{H}}. \qquad (15)$$

În mod analog se obține o relație și pentru $\bar{E}$. Într-adevăr derivînd (6) se obține :

$$\mathrm{rot}\,\dot{\bar{E}} = -\frac{\partial}{\partial t}\dot{\bar{B}}.$$

Aplicînd rotorul acestei relații se obține :

$$-\Delta\dot{\bar{E}} = -\frac{\partial}{\partial t}\,\mathrm{rot}\,\dot{\bar{B}}.$$

Ținînd seama că rot $\dot{\bar{B}} = \mu\,\dot{\bar{\mathfrak{J}}}_s$ și că $\bar{\mathfrak{J}}_s$ are expresia (4),
rezultă :

$$\Delta\dot{\bar{E}} = \frac{\mu n_s e^2}{m}\dot{\bar{E}},$$

sau :

$$\Delta\dot{\bar{E}} = \frac{1}{\Lambda}\dot{\bar{E}}. \qquad (16)$$

Rezultă o analogie formală între ecuațiile generale de propagare ale cîmpului electromagnetic în spații conductoare liniare în regim normal și cele corespunzătoare propagării în regim supraconductor, fapt sintetizat în tabelul de mai jos.

Tabelul 1

Ecuațiile fundamentale ale cîmpului electromagnetic în medii conductoare liniare în stare normală și în stare supraconductoare

Ecuațiile de propagare a cîmpului electromagnetic în medii conductoare liniare	
În regim normal conductor	*În regim supraconductor*
$\Delta\dot{\bar{B}} = \mu_0\sigma_0\dot{\bar{B}}$	$\Delta\dot{\bar{B}} = \frac{1}{\Lambda}\dot{\bar{B}}$
$\Delta\dot{\bar{H}} = \mu_0\sigma_0\dot{\bar{H}}$	$\Delta\dot{\bar{H}} = \frac{1}{\Lambda}\dot{\bar{H}}$
$\Delta\dot{\bar{I}}_s = \mu_0\sigma\dot{\bar{I}}_s$	$\Delta\dot{\bar{I}}_s = \frac{1}{\Lambda}\dot{\bar{I}}_s$
$\Delta\dot{\bar{E}} = \mu_0\sigma_0\dot{\bar{E}}$	$\Delta\dot{\bar{E}} = \frac{1}{\Lambda}\dot{\bar{E}}$
$[\mu_0\sigma_0] = \mathrm{s\cdot m^{-2}}$	$\left[\frac{1}{\Lambda}\right] = \mathrm{m^{-2}}$

Ecuațiile (12), (14), (15), (16) permit, deci, studierea propagării cîmpului electromagnetic în masive supraconductoare. Prin rezolvarea lor se obțin soluții simple care sînt în perfect acord cu efectele cuantice specifice stării supraconductoare.

Astfel este cunoscut *efectul Meissner-Ochsenfeld* denumit și *diamagnetism perfect*, conform căruia în conductoarele aflate în stare de supraconducție cîmpul magnetic $\bar{B}$ are o repartiție cvasisuperficială [7]. Rezolvarea ecuației (12) duce la o astfel de concluzie. Într-adevăr soluția ei este :

$$\dot{\bar{B}}(x) = \dot{\bar{B}}(0)\,e^{-\frac{x}{\sqrt{\Lambda}}} = \dot{\bar{B}}_0\,e^{-\frac{x}{\lambda_L}}, \qquad (17)$$

în care :

$$\lambda_L = \sqrt{\Lambda},$$

se numește *adîncime de pătrundere London*. În teoria London se precizează, și, experimental, se constată că nu numai viteza de variație a cîmpului de inducție magnetică $\bar{B}$ satisface relația (12), ci chiar mărimea $\bar{B}$, ceea ce explică existența efectului mai sus menționat, deoarece din (17) se vede ușor că pentru x foarte mic (întrucît are valori de ordinul cîtorva dimensiuni atomice), cîmpul magnetic scade foarte repede în interiorul conductorului. Acceptînd, deci, formalismul precizat mai sus, pe baza ipotezei teoriei London, expresia (9) se poate scrie :

$$\bar{B} = -\Lambda\,\mathrm{rot}\,\bar{\mathfrak{J}}_s. \qquad (18)$$

Deoarece $\bar{\mathfrak{J}}_s$ se referă la densitatea de curent de supraconducție, iar $\bar{B}$ are o repartiție superficială expresia (18) poate fi considerată ca cea care descrie *diamagnetismul perfect*, în cadrul teoriei London, așa după cum existența rezistenței nule, în cadrul aceleeași teorii poate fi descrisă de relația (4), adică :

$$\bar{\mathfrak{J}}_s = \frac{1}{\Lambda}\bar{E}. \qquad (19)$$

Repartiția superficială a densității de curent este descrisă, ușor cu ajutorul relației (8) în cazul în care $\bar{B}$ este considerat orientat de-a lungul axei Oy. Rezultă :

$$-\frac{\partial B}{\partial x} = \mu\,I_t. \qquad (20)$$

Ținînd seama de ipoteza London, precizată mai sus, se poate scrie și pentru $\bar{B}$ o relație analoagă cu (17) :

$$B(x) = B_0\,e^{-\frac{x}{\lambda_L}}. \qquad (21)$$

Derivînd-o și înlocuind în (20) se obține:

$$\mathcal{J}_s = \frac{B_0}{\mu \lambda_L} e^{-\frac{x}{\lambda_L}} = \mathcal{J}_0 e^{-\frac{x}{\lambda_L}}, \qquad (22)$$

în care:

$$\mathcal{J}_0 = \frac{B_0}{\mu_0 \lambda_L}.$$

Rezultă că densitatea de curent scade la fel de repede în semispațiul conductor ca și inducția magnetică curentul de supraconducție avînd, practic numai componentă superficială.

Trebuie arătat că relația (18) care reprezintă un postulat în teoria London se poate deduce, relativ simplu, din interpretarea, pentru un ansamblu foarte mare de particule identice de tip Bose [2] a funcției de undă ca densitate de sarcină electrică [1, 2, 10] cu precizarea că pentru formarea acestei categorii de particule este necesară asocierea electronilor în perechi, fapt explicabil numai cu ajutorul conceptelor mecanicii cuantice [1, 2].

În aplicațiile industriale o importanță esențială o au supraconductoarele de tip II, utilizate în domeniul de temperaturi în care ele reprezintă „o stare mixtă", stare în care corpurile își păstrează rezistența nulă, dar cîmpul magnetic pătrunde parțial în interiorul lor, ele nemaifiind perfect diamagnetice. O asemenea subliniere este necesară deoarece pentru această categorie de supraconductoare relația (18) nu mai este riguros valabilă.

3. Precizări referitoare la regimul staționar al cîmpului electromagnetic asociat supraconductoarelor

Din punct de vedere electrocinetic regimul staționar nu prezintă importanță practică deoarece elementele de circuit caracterizate numai prin rezistență nulă nu pot contribui la o anumită distribuire a curentului electric în rețeaua respectivă. De exemplu, în cazul circuitului din figura 1, în care elementele supraconductoare s-au reprezentat hașurat (S_4, S_5) tensiunea dintre nodurile b și c trebuie să fie nulă deoarece

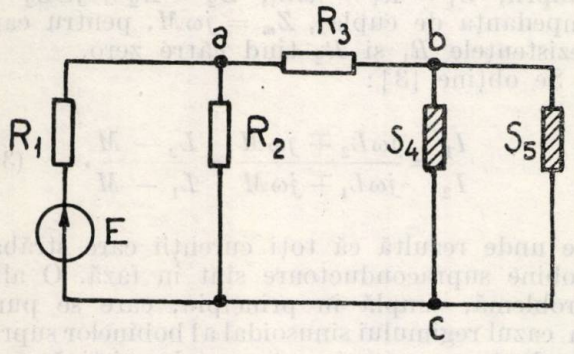


Fig. 1. Circuit cu elemente supraconductoare (explicativă pentru relațiile 23).

din (19) rezultă, la $\bar{\mathcal{J}}_s$ = constant, un cîmp electric nul. Prin urmare:

$$U_{bc} = \int_b^c \bar{E}\, \overline{ds} = 0. \qquad (23)$$

Se poate afirma deci, că în regim staționar supraconductoarele au, din punct de vedere electric, aceeași proprietate fundamentală ca și conductoarele normale în electrostatică și anume sînt corpuri echipotențiale. Rezultă că pentru stabilirea unor valori finite ale curentului electric în circuit trebuie să existe rezistoare cu rezistențe nenule, cel puțin cele ale surselor. La scrierea teoremelor lui Kirchhoff punctele b și c din figura 1 se vor considera ca un singur nod. Repartizarea curenților pe cele două elemente S_4 și S_5 este nedeterminată dacă nu se ia în considerație aspectul magnetic al procesului.

În ceea ce privește cîmpul magnetic staționar al supraconductoarelor apar, în raport cu cîmpul electric, aspecte de importanță esențială. Astfel, stabilind un curent continuu într-un contur supraconductor închis avînd $H < H_{c1}$ atît curentul cît și fluxul magnetic din interiorul circuitului se vor menține un timp nelimitat, legea lui Joule — Lenz ne mai fiind semnificativă. Deși cîmpul magnetic, deci și energia magnetică:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_{v\Sigma} \mu H^2\, dv, \qquad (24)$$

în sistem este mică la supraconductoarele de tip I diamagnetismul perfect al acestora face ca fluxul propriu să rămînă constant oricare ar fi modificarea cîmpurilor magnetice exterioare (cîmpuri care rămîn mai mici decît H_c). Supraconductoarele de tip II, cel mai frecvent folosite nu mai prezintă diamagnetism perfect, în schimb ele rămîn supraconductoare și pentru cîmpuri foarte puternice, de ordinul cîtorva zeci de tesla, care pătrund, parțial, în interiorul lor. Se poate sublinia deci că numai aceste supraconductoare pot produce un cîmp magnetic (deci și un flux propriu) atunci cînd prin ele trece un curent produs de o sursă exterioară. Datorită faptului că H_{c2} este foarte mare, expresia (24) poate avea valori ce permit utilizarea bobinelor realizate pentru stocarea energiei electromagnetice. Pentru supraconductoarele de tip II relația (18) trebuie înlocuită printr-o dependentă mult mai complicată, care nu a fost precizată încă teoretic nici de teoria cuantică evoluată a cîmpului. În schimb, chiar teoria cuantică simplificată arată că fluxul *captat* de un supraconductor inelar de tip I are valori discrete cuantificate, fapt ce rezultă din expresia *densității cuantice de curent* [8]:

$$\bar{\mathcal{J}}_s = \frac{\hbar}{2m} \left(\nabla \theta - \frac{2q}{\hbar} \bar{A} \right) \rho. \qquad (25)$$

Pentru corpul inelului $\bar{\vartheta}_s = 0$, deci :

$$\hbar \nabla \theta = 2q\bar{A}, \tag{26}$$

iar pentru un contur (Γ), dus prin interiorul inelului :

$$\hbar \oint_{(\Gamma)} \nabla \theta \, \bar{ds} = 2q \oint_{(\Gamma)} \bar{A} \bar{ds}, \tag{27}$$

sau știind că :

$$\oint_{(\Gamma)} \bar{A} \bar{ds} = \Phi_{(\Gamma)},$$

se poate scrie :

$$\oint_{(\Gamma)} \nabla \theta \, \bar{ds} = \frac{2q}{\hbar} \Phi_{s(\Gamma)}. \tag{28}$$

Pentru a se obține aceeași valoare a funcției de undă după parcurgerea completă a conturului :

$$\Psi = \sqrt{\rho} \, e^{j\theta}, \tag{29}$$

trebuie ca la descrierea curbei (Γ), θ să varieze cu $2K\pi$, K fiind un întreg oarecare. Deci :

$$\oint_{(\Gamma)} \nabla \theta \, \bar{ds} = \oint_{(\Gamma)} d\theta = 2K\pi \tag{30}$$

și atunci din (28) rezultă :

$$K\pi\hbar = q\Phi.$$

Înseamnă că fluxul poate fi numai un multiplu întreg al mărimii :

$$\Phi_0 = \frac{\pi}{q} \hbar, \tag{31}$$

numită cuantă de flux și având valoarea :

$$\Phi_0 \cong 2 \cdot 10^{-15} \ Wb.$$

4. Aspecte ale regimului tranzitoriu în circuitele supraconductoare

Faptul că în regim staționar repartiția curenților în circuite derivație este nedeterminată înseamnă că pentru formularea unor metode de calcul, spre deosebire de cazurile clasice, în cazul supraconductoarelor este oportun să se pornească de la regimul variabil. Starea supraconductoare presupunînd menținerea nealterată a perechilor Cooper rezultă că este interesant numai regimul cu variații lente de energie, deci se are în vedere numai regimul cvasistaționar și, evident, se neglijează și curentul de deplasare. Rolul hotărîtor în distribuirea curenților, în acest caz, îl au inductivitățile. Pentru a utiliza conceptul de inductivitate apropiat de cel clasic se fac referiri, deocamdată, numai la supraconductoarele de tip II, deoarece definirea inductivității dinamice la supraconductoarele de tip I necesită o analiză mai pretențioasă. Se consideră schema din figura 2 în care la $t = 0$ se închide întrerupătorul K.

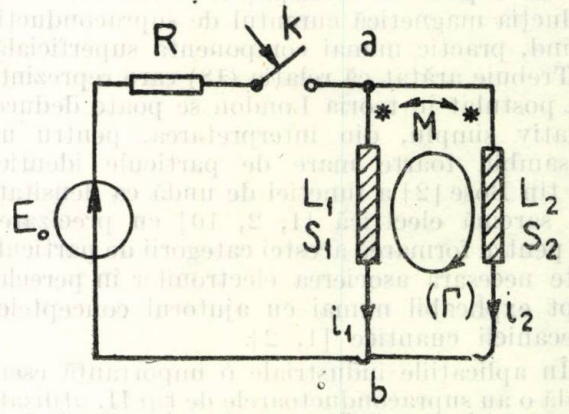


Fig. 2. Circuit cu elemente supraconductoare cuplate magnetic (explicativă pentru relațiile 32, 33, 34).

La condiții inițiale nule, teorema a doua a lui Kirchhoff, scrisă în operațional de-a lungul conturului (Γ) conduce la relația :

$$-sL_1I_1 - sMI_2 + sL_2I_2 + sMI_1 = 0. \tag{32}$$

De unde rezultă raportul curenților :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{L_2 - M}{L_1 - M}. \tag{33}$$

Aceeași relație rămîne valabilă și pentru valorile instantanee deoarece în regim cvasistaționar, conturul (Γ) fiind luat în afara bobinelor circulația lui $\bar{E}$ de-a lungul său este nulă.

Un caz particular important este regimul permanent sinusoidal cînd problema se reduce la situația a două bobine cu impedanțele proprii, $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$, $Z_2 = R_2 + j\omega L_2$ și impedanța de cuplaj, $Z_m = j\omega M$, pentru care rezistențele R_1 și R_2 tind către zero.

Se obține [3] :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{j\omega L_2 \mp j\omega M}{j\omega L_1 \mp j\omega M} = \frac{L_2 - M}{L_1 - M}, \tag{34}$$

de unde rezultă că toți curenții care străbat bobine supraconductoare sînt în fază. O altă problemă, simplă în principiu, care se pune în cazul regimului sinusoidal al bobinelor supraconductoare sau în stare criorezistivă este modificarea continuă a unui cîmp magnetic

cu ajutorul variației inductivității echivalente a bobinelor cuplate magnetic, la curent constant. Aceasta se realizează prin variația inductivității mutuale M a lor. În cazul conexiunii din figura 3, efectuînd o analiză în complex mai detaliată [3], se obține, pentru R_1 și R_2 tinzînd la zero, inductivitatea echivalentă :

$$L_e = \frac{X_e}{\omega} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \mp 2M}, \tag{35}$$

de unde se vede că se poate obține o variație de la zero în cazul cînd $M = \sqrt{L_1 L_2}$ (cuplaj perfect) pînă la un maximum egal cu :

$$L_e = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}, \tag{36}$$

atunci cînd $M = 0$ (absența cuplajului). Este interesant de observat că dacă bobinele sînt identice, $L_1 = L_2$, atunci din analiza respectivă [3] rezultă că inductivitatea echivalentă a bobinelor legate în derivație cu cuplaj magnetic atît în regim normal, cît și în regim supraconductor este aceeași și anume :

$$L_e = \frac{L \pm M}{2}. \tag{37}$$

În regim criorezistiv (cînd R_1 și R_2 rămîn finite și diferite) se obține :

$$L_e = \frac{R_1^2 L_2 + R_2^2 L_1 \pm 2\sqrt{L_1 L_2}\, R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2 + K_1 (L_1 + L_2 \pm 2\sqrt{L_1 L_2})^2}. \tag{38}$$

Aici K_1 este o constantă [3], care depinde de natura materialului din care sînt realizate bobinele. Pentru aluminiu $K_1 = 2{,}465.10^8$ (la temperatura de 77°K).

5. Legi de material și aspecte ale pătrunderii cîmpului magnetic în supraconductoare de tip II

Așa după cum s-a mai precizat, din punct de vedere industrial, utilizarea cea mai largă o au numai supraconductoarele de tip II care funcționează în *stare mixtă* permițînd crearea unui cîmp magnetic considerabil, de ordinul zecilor de tesla. În [1, 2] s-au amintit, pe scurt, principalele rezultate ale teoriei fenomenologice a lui Ghinzburg — Landau. În cazul cînd constanta K utilizată acolo are valori mai mari decît $\frac{1}{\sqrt{2}}$ atunci se obține :

$$K_{c2} = K\sqrt{2}\, H_c, \tag{39}$$

H_c fiind cîmpul critic magnetic din punct de vedere termodinamic. De regulă, datorită lungimii mici de coerență ξ_0 în comparație cu adîncimea de pătrundere London $\lambda_L(0)$, zero fiind indicele stării fundamentale, pentru supraconductoarele industriale :

$$K \gg 1. \tag{40}$$

Se amintește că valoarea cîmpului magnetic critic din punct de vedere termodinamic H_c se determină din figura 3, punînd condiția

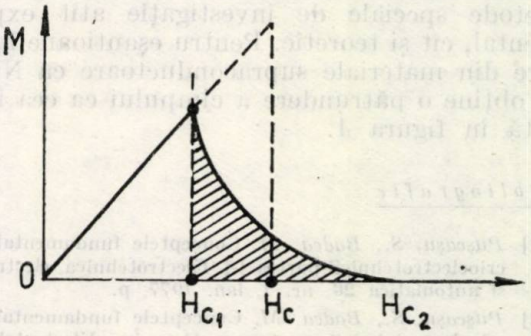


Fig. 3. Variația magnetizației M în funcție de intensitatea cîmpului magnetic H (explicativă la relațiile 39 și 41).

ca aria trapezului punctat să fie egală cu aria hașurată (conservarea energiei interne). Dacă în stare strict supraconductoare susceptivitatea

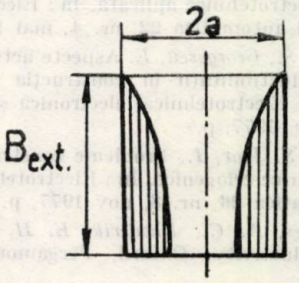


Fig. 4. Pătrunderea cîmpului electromagnetic în eșantioane lamelare.

magnetică $x_m = -1$, deci $\overline{M} = -\overline{H}$ ea descrește ca valoare absolută în starea mixtă, în vecinătatea lui H_{c2} magnetizația, avînd expresia :

$$M = \frac{H - H_{c2}}{1{,}18\,(2K^2 - 1)}, \tag{41}$$

aceasta putînd înlocui cunoscuta lege a *magnetizației temporare*, $\overline{M} = x_m \overline{H}$.

După calcule relativ simple rezultă pentru inducția magnetică în vecinătatea lui H_{c2} :

$$B_{c2} = \mu_0 \sqrt{2}\, K H_c = \frac{2K^2}{\ln K + 0{,}081}\, \mu_0 H_{c1}, \tag{42}$$

de unde se deduce expresia aproximativă pentru permeabilitatea în stare supraconductoare :

$$\mu_s = \mu_0 \left[1 - \frac{1}{1{,}18\,(2K^2 - 1)} \left(\frac{H_{c2}}{H} - 1\right)\right]. \tag{43}$$

Odată cu deplasarea *fluxoizilor* sub influența densității nenule de curent apare și o rezistivitate nenulă.

$$\rho = \rho_N \frac{B}{B_{c20}}. \qquad (44)$$

Complexitatea factorilor care intervin în determinarea caracteristicilor de material impun metode speciale de investigație atît experimental, cît și teoretic. Pentru eșantioane lamelare din materiale supraconductoare ca Nb_3S_n se obține o pătrundere a cîmpului ca cea indicată în figura 4.

Bibliografie

[1] *Pușcașu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii partea I-i. Electrotehnica, electronică și automatica **26**, nr. 1, ian. 1977, p.

[2] *Pușcașu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii partea a II-a. În : Electrotehnica, electronica și automatica **26**, nr. 4, mai 1977, p.

[3] *Pușcașu, S., Badea, M.* Bobine cuplate magnetic în regim supraconductor și criogenic supracritic. În : Electrotehnica, electronica și automatica **26**, nr. 7, oct 1977, p.

[4] *Pușcașu, S.* Unele probleme actuale și de perspectivă în crioelectrotehnica aplicată. În : Electrotehnica, electronica și automatica **22**, nr. 4, mai 1978, p.

[5] *Pușcașu, S., Georgescu, E.* Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilității în construcția de mașini electrice. În : Electrotehnica, electronica și automatica **26**, nr. 3, apr. 1977, p.

[6] *Pușcașu, S. Isar, I.*, Probleme constructive ale cablurilor electrice criogenice. În : Electrotehnica, electronica și automatica **26**, nr. 8, nov 1977, p.

[7] *Rose-Innes, A. C., Rhoderik, E. H.* Introduction to superconductivity, Oxford, Pergamonn Press, 1969.

[8] *Feynman, R. P.* Fizica modernă (mecanica cuantică) vol. **3**, trad. din l. engleză, București, Ed. tehnică, 1970.

[9] *Hlasnik, J.* Macroscopic phenomenological electrodynamics of II type supreconductors. În : Elektrotehnicky Časopis, 1970.

[10] *Blohințev, D. I.* Osnovi cvantovoi mehaniki, Moskva, Gosizdatehkor, 1949.

[11] *Heim, M.* Die theoretischen Vorstellungen der Supraleitung, in ETZ-A, 1968, Heft 8, p. 301...304.

[12] *Buckel, W.* Supraleitung, Grundlagen und Anwendungen, Physik, 1972.

[13] *Lynton, E. A.* Supraleitung, Mannheim, Hochschultaschen bucher. Verlag, 1964.

[14] *Parsch, C. P.* Supraleiter und supraleitende Magnete, Siemens AKtiengesellschaft, München, Berlin 1975.

[15] *Schaffernak, A. F.* Der typ I Supraleiter insprüngförmigen äusseren Magnetfeld, în ,,Archiv für Elektrotechnic" **56**, 1974, p. 112...119.

[16] *Koppe, H.* Elektrodinamics of supraconductors, în ,,Elektrotechnicky Časopis, XXI, 1970, Nr. 4...6, p. 243...250.

[17] *Milleran, P. F. Fournet, G.* Thermodynamics of type II superconductors, în ,,Elektrotechnicky Časopis. XXI, 1970; Nr. 4...6, 0p. 257...270.

[18] *Saint Jones, D., Thomas, E. J.* Type II Superconductivity, Pergamonn Press, Oxford, London 1969.

[19] *Simonyi, K.* Elektrotehnica teoretică, trad. din l. maghiară Ed. tehnică, București 1974.

[20] *Francis, B.* Superconductivity translating theory into enginering practice, în ,,Des. Engng" (G.B), sep. 1973, p. 46...49.

[21] *Parks, R. D.* Superconductivity, 2 Bände, Marcel Deker, Inc New-YorK, 1969.

[22] *Mandelssohn, K., Buckel S., ș.a.* Vorträge über Supraleitung, Basel — Stuttgart, Birkhäuser Verlag, 1968.

[23] *Neiman, L.R. Kalantarov, P.L.* Bazele teoretice ale electrotehnicii (trad. din l. rusă) Ed. tehnică, București 1956.

[24] *Tamm, I.E.* Bazele teoriei electricității (trad, din l. rusă), Ed. tehnică, București 1956.

[25] *Besonov, L.A.* Applied Electricity for Engineers, Moscow, Mir Publisher 1968.

[26] *Landau, L., Lifchiz. E.* Théorie du champ, Moscou. Ed. de la Paix, 1964.

CZ 621.3.013:518.12

MOTOR SINCRON
COEFICIENT DE ANIZOTROPIE
CÎMP MAGNETIC
PROGRAM DE CALCUL

Calculul cîmpului magnetic și al parametrilor de regim staționar la motorul sincron cu reluctanță variabilă cu poli aparenți și bariere nemagnetice

RĂZVAN MĂGUREANU, NICOLAE VASILE*-București

Introducere

Motorul sincron cu reluctanță variabilă este un motor robust și are o simplitate constructivă deosebită, asemănîndu-se, din acest punct de vedere, cu motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit.

Din proprietățile pe care le prezintă (funcționare sincronă, fără scîntei și zgomot redus, datorită absenței cuplurilor parazite asincrone) rezultă cîteva domenii de aplicare, printre care : echipamentele periferice ale calculatoarelor; acționarea grupurilor de alimentare a calculatoarelor; acționări în medii explozive; acționarea ventilatoarelor [1, 2] etc.

Avantajele pe care le are acest motor în domeniile enumerate, ca și economia de cupru,

* Dr. ing. *Măgureanu, R.* este conferențiar la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic București, iar ing. *Vasile, N.* este absolvent al facultății de electrotehnică a aceluiași institut, 1978.

îl fac competitiv cu motorul asincron și motorul sincron cu excitație, sau magneții permanenți, pentru puteri pînă la zeci de kW.

Motorul sincron cu reluctanță variabilă dezvoltă un cuplu maxim cu atît mai mare și are randamentul și factorul de putere cu atît mai ridicat, cu cît anizotropia magnetică prezentată pe cele două axe ale circuitului magnetic rotoric este mai mare.

În articolul de față se calculează *coeficientul de anizotropie* al mașinii care se definește ca fiind :

$$k = \frac{k_{ad}}{k_{aq}},$$

unde k_{ad} și k_{aq} sînt factorii de formă ai cîmpului în intrefier pe cele două axe d, respectiv q, obținîndu-se în final curbe de variație a acestor coeficienți, funcție de geometria tolei rotorice și de mărimea intrefierului.

Soluția constructivă de rotor cu poli aparenți și bariere nemagnetice prezintă cea mai mare valoare a anizotropiei ($k = 6 - 10$), ceea ce justifică studierea sa în detaliu (fig. 1).

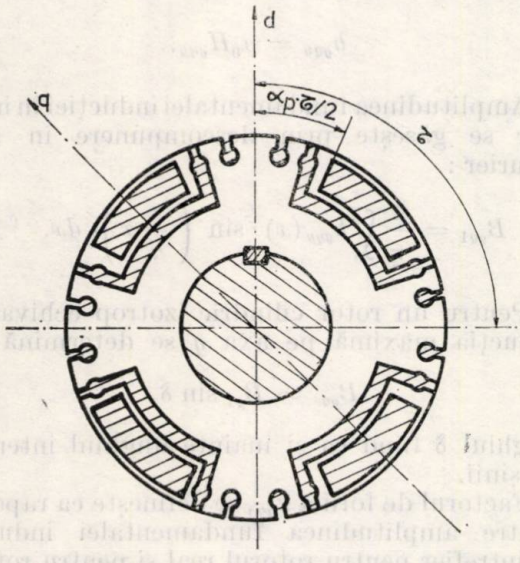


Fig. 1. Secțiune transversală printr-un rotor cu poli aparenți și bariere nemagnetice.

1. Modelul matematic

Cîmpul magnetic în mașină se determină integrînd ecuația Laplace pentru potențial magnetic scalar în următoarele ipoteze :

a — circuit magnetic nesaturat ($\mu_{Fe} = \infty$) ceea ce permite efectuarea unui calcul separat pe axele d și q ale mașinii și respectiv suprapunerea efectelor ;

b — distribuția potențialului magnetic scalar produs de înfășurarea statorică, la periferia armăturii statorice, ca fiind sinusoidală ;

c — se consideră mașina desfășurată lucrîndu-se, deci, în coordonate cartesiene.

Ținîndu-se seama de simetria constructivă a mașinii, calculul s-a făcut numai pentru un sector corespunzător unui pas polar, conform figurii 2.

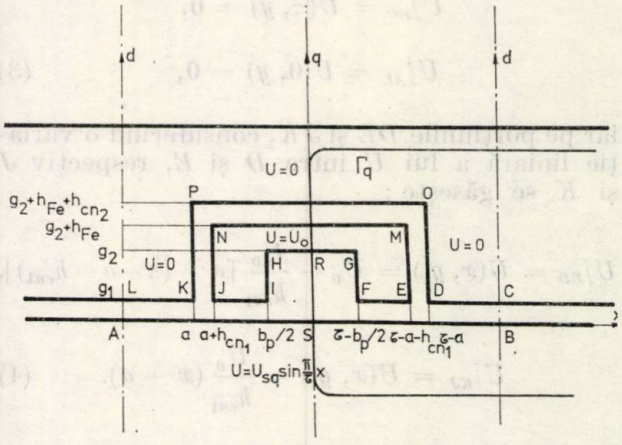


Fig. 2. Domeniul de integrare și condițiile pe frontieră pentru calculul cîmpului magnetic pe axa q.

Deoarece determinarea cîmpului pe axa q este mai dificilă, în articol s-a abordat, în principal, această problemă, determinarea cîmpului pe axa d făcîndu-se în mod asemănător cu o serie de modificări care se vor prezenta ulterior.

În cazul în care se cunoaște potențialul scalar U_0 al sectorului interior din figura 2, atunci valoarea intensității cîmpului magnetic în canalul nemagnetic este :

$$H_{cn1} = \frac{U_0}{h_{cn1}},$$

$$H_{cn2} = \frac{U_0}{h_{cn2}}. \qquad (1)$$

Problema se reduce la a rezolva ecuația Laplace pe domeniul $ABCDEFGHIJKLA$, pentru care condițiile pe frontieră sînt următoarele :

$$U|_{AB} = U(x, o) = U_{sq} \sin \frac{\pi}{\tau} x,$$

$$U|_{CD} = U|_{KL} = U(x, g_1) = 0,$$

$$U|_{EF} = U|_{IJ} = U(x, g_1) = U_0,$$

$$U|_{GH} = U(x, g_2) = U_0, \qquad (2)$$

$$U|_{FG} = U\left(\tau - \frac{b_p}{2}, y\right) = U_0,$$

$$U|_{IH} = U\left(\frac{b_p}{2}, y\right) = U_0.$$

Pe porțiunile BC și AL, din motive de continuitate a funcției $U(x, y)$, în punctele B și C respectiv A și L se află :

$$U|_{BC} = U(\tau, y) = 0,$$

$$U|_{AL} = U(0, y) = 0, \tag{3}$$

iar pe porțiunile DE și JK, considerînd o variație liniară a lui U între D și E, respectiv J și K se găsește :

$$U|_{ED} = U(x, g_1) = U_0 - \frac{U_0}{h_{cn1}} [x - (\tau - a - h_{cn1})],$$

$$U|_{KJ} = U(x, g_1) = \frac{U_0}{h_{cn1}} (x - a). \tag{4}$$

Din figura 2 se observă că dacă se consideră că segmentul RS face parte din linia de cîmp Γ_q atunci :

$$U_{sq} = V_q + U_0,$$

unde :

$$V_q = V \sin \delta. \tag{5}$$

$$V = \frac{B_{g1}}{\mu_0} g_1,$$

unde B_{g1} este inducția maximă în intrefier, iar δ este unghiul intern al mașinii.

Pentru calculul lui U_0, se va aplica legea fluxului magnetic pe suprafața care se sprijină pe curba $EFGHIJNME$ și de lungime egală cu lungimea ideală l a mașinii :

$$\Phi_1 = \Phi|_{JNME} = \left(2 \cdot JN \cdot \frac{U_0}{h_{cn1}} + MN \cdot \frac{U_0}{h_{cn2}}\right) \cdot l \cdot \mu_0, \tag{6}$$

trebuie să fie egal cu :

$$\Phi_2 = \Phi|_{EFGHIJ} = [|(H_y|_{EF})| \cdot EF +$$

$$+ |(H_x|_{FG})| \cdot FG + |(H_y|_{GH})| \cdot GH -$$

$$- |(H_x|_{HI})| \cdot HI + |(H_y|IJ)| \cdot IJ] \cdot l \cdot \mu_0,$$

unde :

$$H_x = - \frac{\partial U(x, y)}{\partial x},$$

$$H_y = - \frac{\partial U(x, y)}{\partial y}. \tag{8}$$

Avînd în vedere că fluxurile Φ_1 și Φ_2 depind liniar de U_0, este suficient să se ia două valori arbitrare pentru U_0 (U_{01} și U_{02}), determinîndu-se :

$$\Phi_{11} = \Phi_1|\, U_0 = U_{01},$$

$$\Phi_{21} = \Phi_2|\, U_0 = U_{01},$$

$$\Phi_{12} = \Phi_1|\, U_0 = U_{02}, \tag{9}$$

$$\Phi_{22} = \Phi_2|\, U_0 = U_{02}$$

și la intersecția dreptelor $\Phi_1 = f_1(U_0)$ și $\Phi_2 = f_2(U_0)$ se găsește valoarea lui U_0 :

$$U_0 = \frac{(\Phi_{21} - \Phi_{11})(U_{02} - U_{01})}{(\Phi_{12} - \Phi_{11}) - (\Phi_{22} - \Phi_{21})} + U_{01}. \tag{10}$$

Cu această valoare a lui U_0 se calculează distribuția cîmpului magnetic în intrefier :

$$H_{gqy} = \frac{\partial U(x, y)}{\partial y} |y = 0, \tag{11}$$

respectiv inducția în intrefier,

$$b_{gqy} = \mu_0 H_{gqy}. \tag{12}$$

Amplitudinea fundamentalei inducției în intrefier se găsește prin descompunere în serie Fourier :

$$B_{gq1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\tau}{2}} b_{gqy}(x) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \cdot dx. \tag{13}$$

Pentru un rotor cilindric izotrop echivalent, inducția maximă pe axa q se determină ca :

$$B_{gqc} = B_{g1} \sin \delta, \tag{14}$$

unghiul δ fiind ca și înainte unghiul intern al mașinii.

Factorul de formă k_{aq}, se definește ca raportul dintre amplitudinea fundamentalei inducției în intrefier pentru rotorul real și pentru rotorul cilindric ideal :

$$k_{aq} = \frac{B_{gq1}}{B_{gqc}}. \tag{15}$$

Pentru calculul cîmpului pe axa d, modificările ce intervin sînt următoarele :

Condiții pe frontiere :

$$U|_{AB} = U(x, o) = U_{sd} \cos \frac{\pi}{\tau} x,$$

$$U|_{BC} = U(\tau, y) = \frac{y - g_1}{g_1} U_{sd}, \tag{16}$$

$$U|_{AL} = U(o, y) = \frac{g_1 - y}{g_1} U_{sd},$$

restul condițiilor pe frontiere fiind aceleași ca la axa q.

Deoarece pentru calculul cîmpului pe axa d distribuția potențialului magnetic scalar pe AB este cosinusoidală, fluxul care iese prin porțiunea $EFGR$ este egal cu cel ce intră prin $RHIJ$ și, deci, fluxul total pe porțiunea $EFGHIJ$ este zero, iar $\Phi_2 = 0$.

Pentru a fi îndeplinită legea fluxului magnetic pe suprafața ce se sprijină pe curba $EFGHIJNME$ trebuie ca și $\Phi_1 = 0$, rezultînd din relația (6) $U_0 = 0$.

După cum se observă, atît pentru calculul pe axa d, cît și pentru cel pe axa q s-a folosit același domeniu de integrare, punînd în mod adecvat condițiile pe frontiere.

Integrarea ecuației Laplace, ca și calculul coeficienților ce caracterizează cîmpul magnetic, pot fi făcute analitic sau numeric.

Calculul analitic este destul de laborios. Se împarte domeniul de integrat în dreptunghiuri și se integrează ecuația Laplace pe fiecare dreptunghi, însumîndu-se soluțiile [3].

Calculul numeric are avantajul că rezolvă problema pe tot domeniul odată, determinîndu-se simultan și alți parametri necesari proiectării.

2. Programul de calcul

Pentru a avea o densitate de puncte mai mare, deci pentru ca discretizarea să fie cît mai fină, domeniul folosit pentru determinarea potențialului scalar U_0 s-a împărțit în două, modificînd în mod adecvat și condițiile pe frontieră. Acest lucru este posibil datorită simetriei domeniului. În figura 3 este prezentată împărțirea noului domeniu și numerotarea nodurilor.

Programul cuprinde următoarele părți:

Funcția *FRONT* — testează dacă nodul curent I este sau nu pe frontiera domeniului aceasta deoarece nodurile de pe frontieră sînt tratate aparte.

Subrutina *CODINR* pune condițiile pe frontiere conform relațiilor (2), (3), (4) și (16).

Subrutina *SISTEM* construiește matricea S a sistemului ce modelează ecuația Laplace.

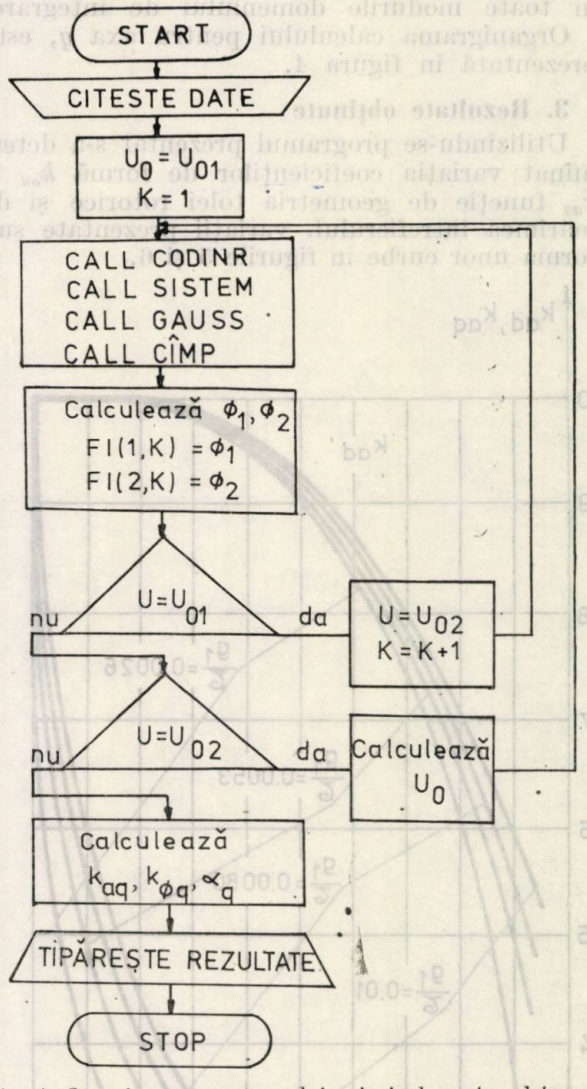


Fig. 4. Organigrama programului principal pentru determinarea cîmpului pe axa q.

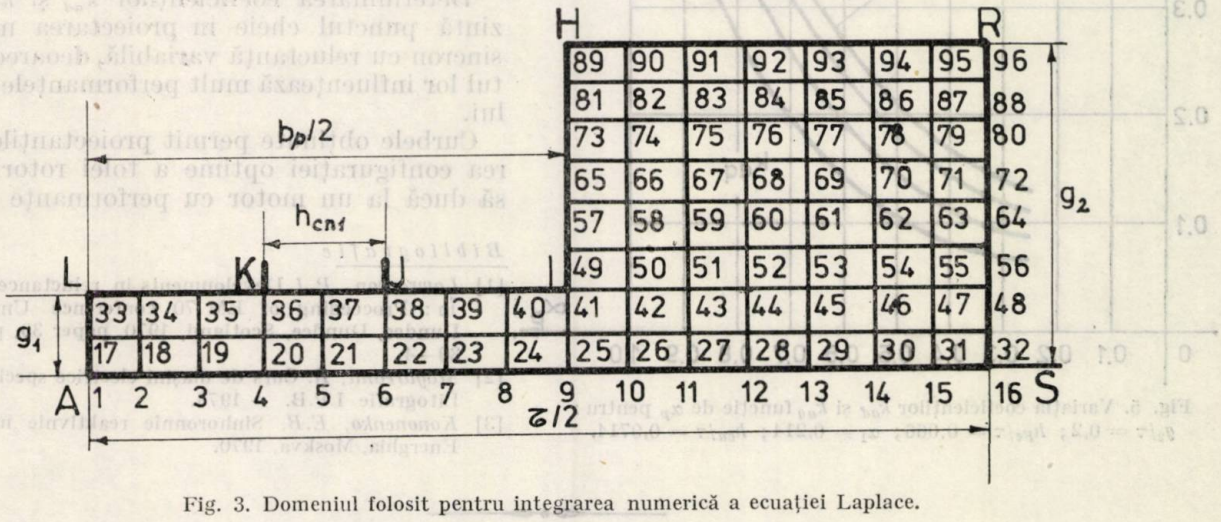


Fig. 3. Domeniul folosit pentru integrarea numerică a ecuației Laplace.

Subrutina *GAUSS* rezolvă sistemul construit de subrutina *SISTEM* prin metoda eliminării.

Subrutina *CÎMP* calculează componentele Hx și Hy ale intensității cîmpului magnetic în toate modurile domeniului de integrare.

Organigrama calculului pentru axa q, este prezentată în figura 4.

3. Rezultate obținute

Utilizîndu-se programul prezentat s-a determinat variația coeficienților de formă k_{ad} și k_{aq} funcție de geometria tolei rotorice și de mărimea intrefierului, variații prezentate sub forma unor curbe în figurile 5 și 6.

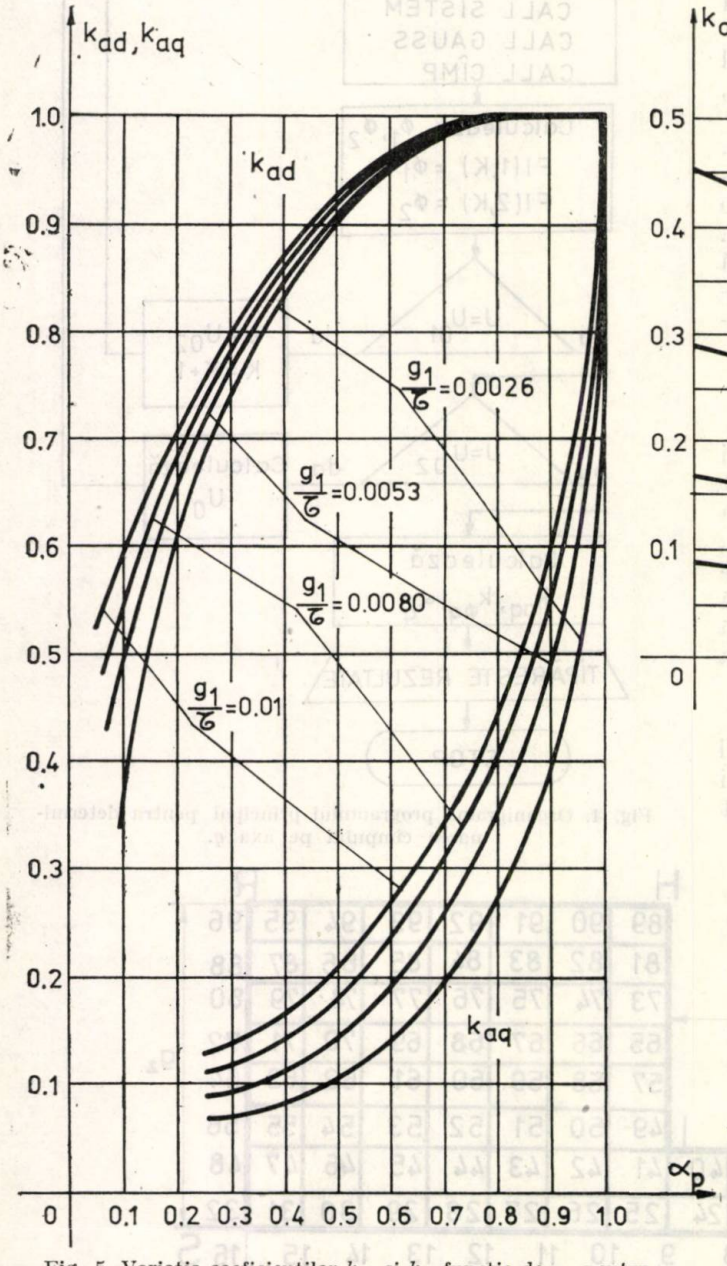


Fig. 5. Variația coeficienților k_{ad} și k_{aq} funcție de α_p pentru: $g_2/\tau = 0{,}2$; $h_{Fe}/\tau = 0.066$; $\alpha_1 = 0{,}214$; $h_{cn}/\tau = 0{,}0714$.

S-au făcut determinări pentru valori uzuale ale diverșilor parametri geometrici ai tolei rotorice, obținîndu-se ca valori optime rapoartele $g_2/\tau = 0{,}2$; $h_{Fe}/\tau = 0{,}066$; $h_{ch}/\tau = 0{,}0714$.

Pentru aceste valori, funcție de coeficientul de acoperire polară α_p și de raportul $\alpha_1 = 2a/\tau$ s-au obținut curbele din figurile 5 și 6. Din aceste figuri se remarcă un optim pentru $\alpha_p \approx 0{,}5$ și $\alpha_1 \approx 0{,}15$, valori pentru care se obțin coeficienții de formă $k_{ad} = 0{,}96$ și $k_{aq} = 0{,}09$, respectiv un coeficient de anizotropie $k = 11$.

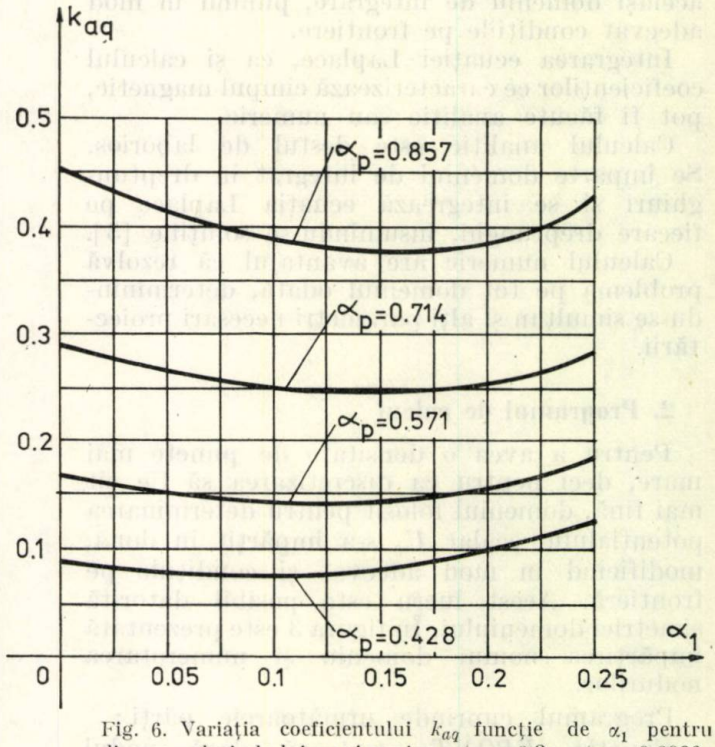


Fig. 6. Variația coeficientului k_{aq} funcție de α_1 pentru diverse valori ale lui α_p și pentru $g_2/\tau = 0{,}2$; $g_1/\tau = 0{,}0066$; $h_{Fe}/\tau = 0{,}066$; $h_{cn}/\tau = 0{,}0714$.

4. Concluzii

Determinarea coeficienților k_{ad} și k_{aq} reprezintă punctul cheie în proiectarea motorului sincron cu reluctanță variabilă, deoarece raportul lor influențează mult performanțele motorului.

Curbele obținute permit proiectanților alegerea configurației optime a tolei rotorice, care să ducă la un motor cu performanțe ridicate.

Bibliografie

[1] *Lawrenson, P.J.* Developments in reluctance machines. În: Proceeding of EM 70 conference University of Dundee, Dundee, Scotland, 1970, paper 39, p. 39—1 to 39—4.

[2] *Măgureanu, R.* Curs de mașini electrice speciale, vol. I. Litografie I.P.B. — 1973.

[3] *Kononenko, E.B.* Sinhoronnîe reaktivnîe mașinî. Ed. Energhia, Moskva, 1970.

CZ 621.3.12.4

CIRCUITE ELECTRICE
DIAKOPTICA
ECUAȚII DE STARE

Metodă diakoptică de scriere a ecuațiilor de stare

DUMITRU TOPAN* — Craiova

Introducere

Importanța practică crescîndă a metodei variabilelor de stare, utilizată tot mai mult în analiza și proiectarea circuitelor electrice și electronice complexe, funcționînd în regim variabil [1, 2], se explică în mare măsură prin posibilitatea interpretării fenomenelor ce au loc în aceste circuite, folosind semnificația fizică esențială a unui set minim de variabile [3], precum și prin ușurința programării metodei pe calculatoare numerice [4, 5, 6].

Deosebita atenție ce se acordă în literatură scrierii sistematice a ecuațiilor de stare [6—12] rezidă în faptul că studiul condițiilor de existență și unicitate a soluției acestora, al proprietaților soluției și modului în care poate fi aproximată, este facilitat de aducerea ecuațiilor de stare la forma canonică, aceea a unei ecuații diferențiale de ordinul I.

Deși beneficiază de aportul metodelor topologice și matriciale [8—13], diverse și solid fundamentate teoretic, procesul scrierii ecuațiilor de stare ridică serioase probleme, nu numai de calcul, în cazul circuitelor cu structuri topologice complicate, cu număr de laturi relativ ridicat.

Abordarea diakoptică [14, 15] a scrierii ecuațiilor de stare pentru circuite complexe, prezintă avantaje substanțiale. Conform metodei propuse, circuitul analizat se descompune prin „secționare" în multipoli, menținînd valorile inițiale ale curenților laturilor secționate și potențialelor punctelor în care acestea străpung suprafața de secțiune cu ajutorul unor surse fictive. Scrierea ecuațiilor de stare pentru fiecare din acești multipoli, evident mai simplă decît pentru întregul circuit, permite determinarea matricelor ecuației de stare a circuitului inițial, pe baza unor formule stabilite în prezenta lucrare.

1. Definirea vectorilor de intrare și de ieșire pentru circuitul secționat utilizînd surse fictive

Se vor lua în discuție circuitele liniare și reciproce, cu parametri concentrați ce nu conțin elemente în exces [7—8], autorul intenționînd să trateze, prin metoda prezentată, într-o lucrare viitoare, problema scrierii ecuațiilor de stare pentru circuite neliniare, cu elemente în exces. Ecuația de stare este, în acest caz, de forma :

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{v}, \tag{1}$$

vectorul $\bar{y}$ al mărimilor de ieșire fiind dat de relația :

$$\bar{y} = C\bar{x} + D\bar{v}. \tag{2}$$

În relațiile (1) și (2), $\bar{x}$ este vectorul mărimilor de stare, considerate a fi tensiunile la bornele condensatoarelor și curenții bobinelor; $\bar{v}$ — vectorul mărimilor de intrare; iar A, B, C, D — matrice cu elemente constante sau variabile.

În vederea determinării matricelor A și B din ecuația (1) pentru un circuit complex, se *secționează* circuitul cu o suprafață S ce nu intersectează nici unul din elementele de circuit, cu excepția conductoarelor de legătură presupuse filiforme, de rezistență neglijabilă.

Se consideră că multipolii α și β, în general activi, rezultați în urma secționării, au fiecare cîte $n + 1$ poli (fig. 1).

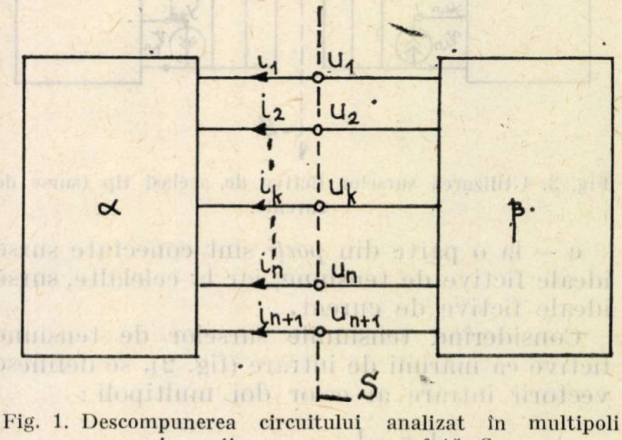


Fig. 1. Descompunerea circuitului analizat în multipoli prin *secționare* cu o suprafață S.

Se definesc vectorii coloană :

$$\bar{i} = [i_1 i_2 \ldots i_k \ldots i_n]^t, \; u = [u_1 u_2 \ldots u_k \ldots u_n]^t \tag{3}$$

unde :

$i_k (k = 1, 2, \ldots n)$ reprezintă intensitatea curentului în latura secționată de indice k; $u_k (k = 1, 2, \ldots n)$ — tensiunea dintre polul k (punctul în care latura k intersectează suprafața de secțiune S), și polul $n + 1$, al cărui potențial se consideră de referință; t — transpusa vectorului.

---

* Ing. *Topan, D.* este lector la Catedra de electrotehnică, Universitatea din Craiova.

Menţinerea valorilor iniţiale ale curenţilor laturilor secţionate şi potenţialelor punctelor în care acestea înţeapă suprafaţa de secţiune S, se realizează considerînd că :

a — la toate cele $2n$ *porţi* sînt conectate surse ideale fictive de tensiune (fig. 2), sau,

b — la toate cele $2n$ *porţi* sînt conectate surse ideale fictive de curent (fig. 3), sau,

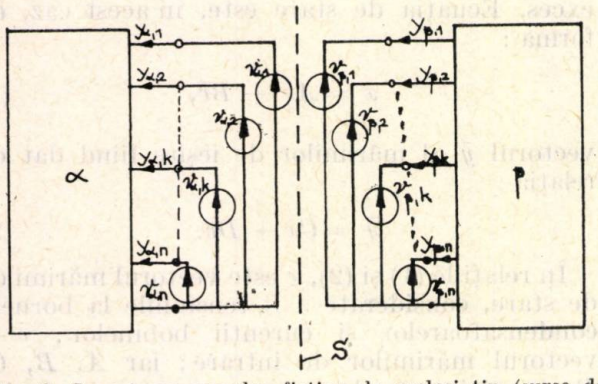


Fig. 2. Conectarea surselor fictive de acelaşi tip (surse de tensiune).

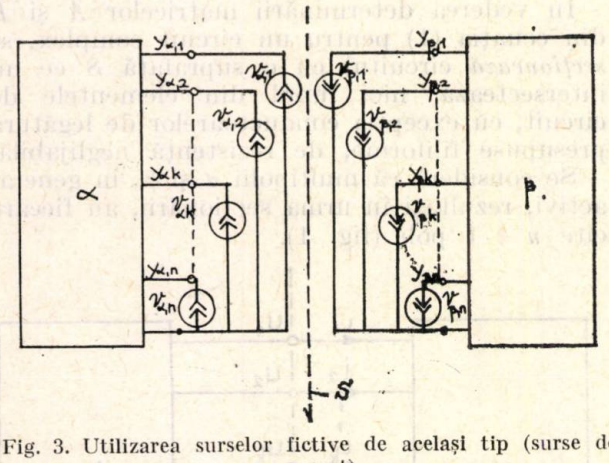


Fig. 3. Utilizarea surselor fictive de acelaşi tip (surse de curent).

c — la o parte din *porţi* sînt conectate surse ideale fictive de tensiune, iar la celelalte, surse ideale fictive de curent.

Considerînd tensiunile surselor de tensiune fictive ca mărimi de intrare (fig. 2), se definesc vectorii intrare ai celor doi multipoli :

$$\bar{v}_\alpha = \begin{bmatrix} v_{\alpha,1} \\ v_{\alpha,2} \\ \vdots \\ v_{\alpha,n} \\ V_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha^u \\ V_\alpha \end{bmatrix}, \text{ respectiv :}$$

$$\bar{v}_\beta = \begin{bmatrix} v_{\beta,1} \\ v_{\beta,2} \\ \vdots \\ V_{\beta,n} \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\beta^u \\ V_\beta \end{bmatrix}, \tag{4}$$

precum şi vectorii ieşire :

$$\bar{y}_\alpha^u = [y_{\alpha,1}\, y_{\alpha,2} \ldots y_{\alpha,n}]^t \text{ respectiv :}$$

$$\bar{y}_\beta^u = [y_{\beta,1} y_{\beta,2} \ldots y_{\beta,n}]^t. \tag{5}$$

În relaţiile (4), notaţiile $\bar{v}_\alpha^u$ şi $\bar{v}_\beta^u$ au o semnificaţie evidentă, indicele superior u indicînd prezenţa surselor fictive de tensiune. În lucrare se va folosi indicele superior i pentru a arăta prezenţa surselor fictive de curent. Vectorii coloană V_α, respectiv V_β, corespund surselor reale de tensiune şi de curent conţinute în structura multipolilor α, respectiv β. Vectorul intrare al circuitului iniţial (înainte de secţionare) este deci :

$$\bar{v} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \tag{6}$$

Din examinarea figurilor 1 şi 2, precum şi din relaţiile (3), (4), (5) reiese că :

$$\bar{v}_\alpha^u = \bar{v}_\beta^u = \bar{u}, \tag{7}$$

$$\bar{y}_\beta^u = \bar{y}_\beta^u = \bar{i}. \tag{8}$$

Considerînd curenţii surselor fictive de curent ca mărimi de intrare (fig. 3), vectorii intrare şi vectorii ieşire ai celor doi multipoli vor fi definiţi prin relaţii similare cu (4) şi (5), indicele superior u fiind înlocuit prin indicele superior i. În acest caz sînt valabile egalităţile :

$$\bar{v}_\alpha^i = \bar{v}_\beta^i = \bar{i}, \tag{9}$$

$$\bar{y}_\alpha^i = \bar{y}_\beta^i = \bar{u}. \tag{10}$$

Există situaţii cînd, în urma introducerii surselor ideale fictive de acelaşi tip (tensiune sau curent), apar bucle formate numai din condensatoare şi surse ideale de tensiune sau noduri în care converg numai bobine şi surse ideale de curent, fapt ce complică scrierea ecuaţiilor de stare pentru cei doi multipoli [8, 9]. În unele cazuri, eliminarea acestui impediment este posibilă considerînd pentru multiportul α surse fictive de tensiune (curent), iar pentru multiportul β surse fictive de curent (tensiune). Sînt valabile, în acest caz, relaţiile :

$$\bar{v}_\alpha^u = \bar{y}_\beta^i = \bar{u}, \tag{11}$$

$$\bar{v}_\alpha^i = \bar{y}_\beta^u = \bar{i}, \tag{12}$$

atribuirea indicelui α sau β mărimilor referitoare la unul din multipolii rezultaţi în urma secţionării fiind arbitrară.

În general, evitarea apariţiei buclelor de condensatoare şi secţiunilor de bobine, în urma

introducerii surselor fictive, se realizează considerînd conectate la unele *porți* surse fictive de tensiune, iar la celelalte surse fictive de curent, realizîndu-se o corespondență de tipul celei prezentate în figura 4 ($n = 4$).

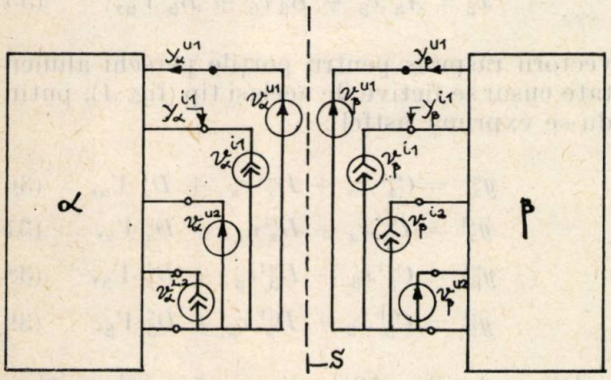


Fig. 4. Conectarea hibridă a surselor fictive.

Pentru un număr oarecare $n + 1$ de laturi secționate, deci un număr n de surse fictive, se pot scrie relațiile

$$\bar{v}_\alpha^{u1} = \bar{v}_\beta^{u1};\ \bar{v}_\alpha^{i1} = \bar{v}_\beta^{i1};\ \bar{v}_\alpha^{u2} = \bar{y}_\beta^{i2};\bar{v}_\alpha^{i2} = \bar{y}_\beta^{u2};$$
$$\bar{y}_\alpha^{u1} = \bar{y}_\beta^{u1};\ \bar{y}_\alpha^{i1} = \bar{y}_\beta^{i1};\bar{y}_\alpha^{u2} = \bar{v}_\beta^{i2};\ \bar{y}_\alpha^{i2} = \bar{v}_\beta^{u2}. \tag{13}$$

în care mărimile de intrare asociate surselor fictive sînt tensiuni (curenți) dacă primul indice superior este $u(i)$, iar mărimile de ieșire y sînt curenți (tensiuni) dacă primul lor indice superior este $u(i)$.

În majoritatea cazurilor practice, se poate alege o suprafață de secționare S astfel încît, în urma introducerii surselor fictive să nu apară elemente în exces [7—9], sau numărul acestora să fie minim.

2. Utilizarea surselor fictive de același tip

Dacă sursele fictive introduse în urma secționării circuitului analizat sînt de același fel, de exemplu de tensiune, ecuațiile (1) și (2) pentru multipolii α, respectiv β, se pot scrie sub forma :

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_\alpha = A_\alpha \bar{x}_\alpha + [B_\alpha^u\ B_\alpha] \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha^u \\ V_\alpha \end{bmatrix}, & (14) \\ \bar{y}_\alpha^u = C_\alpha \bar{x}_\alpha + [D_\alpha^u\ D_\alpha] \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha^u \\ V_\alpha \end{bmatrix}. & (15) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_\beta = A_\beta \bar{x}_\beta + [B_\beta^u\ B_\beta] \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_\beta^u \\ V_\beta \end{bmatrix}, & (16) \\ \bar{y}_\beta^u = C_\beta \bar{x}_\beta + [D_\beta^u\ D_\beta] \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_\beta^u \\ V_\beta \end{bmatrix}, & (17) \end{cases}$$

unde : $\bar{x}_\alpha$, respectiv $\bar{x}_\beta$, sînt vectorii mărimilor de stare pentru multipolii α respectiv β, iar A_α, A_β, C_α, C_β, B_α^u, B_α, B_α^u etc., sînt matrice cu elemente constante sau variabile.

Din relațiile (15) și (17), fiind îndeplinite relațiile (7) și (8), rezultă :

$$C_\alpha \bar{x}_\alpha + D_\alpha^u \bar{v}_\alpha^u + D_\alpha V_\alpha = C_\beta \bar{x}_\beta + D_\beta^u v_\alpha^u + D_\beta V_\beta, \tag{18}$$

de unde, folosind notația :

$$D_{\alpha\beta}^u = (D_\alpha^u - D_\beta^u)^{-1}, \tag{19}$$

se obține :

$$\bar{v}_\alpha^u = D_{\alpha\beta}^u [-C_\alpha\ C_\beta] \bar{x} + D_{\alpha\beta}^u [-D_\alpha\ D_\beta] \bar{v}, \tag{20}$$

în care $\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_\alpha \\ \bar{x}_\beta \end{bmatrix}$ este vectorul de stare, iar v — vectorul intrare, conform notației (6), pentru circuitul analizat.

Ținînd seama de relația (7), se substituie expresia (20) în relațiile (14) și (16), obținîndu-se după grupări de termeni, ecuațiile de stare ale circuitului analizat :

$$\dot{\bar{x}}_\alpha = (A_\alpha - B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u C_\alpha) \bar{x}_\alpha + B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u C_\beta \bar{x}_\beta + (B_\alpha - B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u D_\alpha) V_\alpha + B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u D_\beta V_\beta, \tag{21}$$

$$\dot{\bar{x}}_\beta = -B_\beta^u D_{\alpha\beta}^u C_\alpha \bar{x}_\alpha + (A_\beta + B_\beta^u D_{\alpha\beta}^u C_\beta) \bar{x}_\beta + B_\beta^u D_{\alpha\beta}^u D_\alpha V_\alpha + (B_\beta + B_\beta^u D_{\alpha\beta}^u D_\beta) V_\beta. \tag{22}$$

Ecuațiile (21) și (22) pot fi scrise în formă compactă (1), matricele A și B avînd structura :

$$A = \left[\begin{array}{c|c} A_\alpha - B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u C_\alpha & B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u C_\beta \\ \hline -B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u C_\alpha & A_\beta + B_\beta^u D_{\alpha\beta}^u C_\beta \end{array}\right], \tag{23}$$

$$B = \left[\begin{array}{c|c} B_\alpha - B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u D_\alpha & B_\alpha^u D_{\alpha\beta}^u D_\beta \\ \hline B_\beta^u D_{\alpha\beta}^u D_\alpha & B_\beta + B_\beta^u D_{\alpha\beta}^u D_\beta \end{array}\right]. \tag{24}$$

Dacă este necesar sau comod ca toate sursele fictive să fie surse de curent, matricele A, respectiv B, corespunzătoare se obțin cu formulele (23), respectiv (24), în care, indicele superior u este înlocuit cu indicele superior i.

3. Conectarea complementară a surselor fictive

Cînd toate sursele fictive afectate multipolului α sînt surse de tensiune și toate sursele fictive afectate multipolului β sînt surse de curent (conectare complementară), ansamblul

celor doi multipoli este descris de ecuațiile (11), (12), (14), (15), precum și de ecuațiile :

$$\dot{\bar{x}}_\beta = A_\beta\,\bar{x}_\beta + [B^i_\beta\ B_\beta]\begin{bmatrix}\bar{v}^i_\beta\\ V_\beta\end{bmatrix}, \tag{25}$$

$$\bar{y}^i_\alpha = C_\beta\,\bar{x}_\beta + [D^i_\beta\ D_\beta]\begin{bmatrix}\bar{v}^i_\beta\\ V_\beta\end{bmatrix}. \tag{26}$$

Din ecuațiile (11), (15) și (27) rezultă :

$$\bar{v}^u_\alpha = D_{\beta\alpha}(D^i_\beta C_\alpha\,\bar{x}_\alpha + C_\beta\,\bar{x}_\beta + D^i_\beta D_\alpha V_\alpha + D_\beta V_\beta), \tag{27}$$

unde :

$$D_{\beta\alpha} = (I - D^i_\beta D^u_\alpha)^{-1}, \tag{28}$$

I fiind matricea unitate.

Din ecuațiile (12), (15) și (26) rezultă :

$$\bar{v}^i_\beta = D_{\alpha\beta}(C_\alpha\,\bar{x}_\alpha + D^u_\alpha C_\beta\,\bar{x}_\beta + D_\alpha V_\alpha + D^u_\alpha D_\beta V_\beta) \tag{29}$$

unde :

$$D_{\alpha\beta} = (I - D^u_\alpha D^i_\beta)^{-1}. \tag{30}$$

Substituind expresiile (27), respectiv (29), în ecuațiile (14), respectiv (25), se obțin ecuațiile de stare ale circuitului analizat, matricele A și B fiind de forma :

$$A = \left[\begin{array}{c|c} A_\alpha + B^u_\alpha D_{\beta\alpha} D^i_\beta C_\alpha & B^u_\alpha D_{\beta\alpha} C_\beta \\ \hline B^i_\beta D_{\alpha\beta} C_\alpha & A_\beta + B^i_\beta D_{\alpha\beta} D^u_\alpha C_\beta \end{array}\right], \tag{31}$$

$$B = \left[\begin{array}{c|c} B_\alpha + B^u_\alpha D_{\beta\alpha} D^i_\beta D_\alpha & B^u_\alpha D_{\beta\alpha} D_\beta \\ \hline B^i_\alpha D_{\alpha\beta} D_\alpha & B_\beta + B^i_\beta D_{\alpha\beta} D^u_\alpha D_\beta \end{array}\right]. \tag{32}$$

Se observă că anumite produse de matrice apar în mod repetat în formulele (31) și (32), ceea ce ușurează considerabil calculele.

4. Conectarea hibridă a surselor fictive

În cel mai general caz, la unele porți se consideră conectate surse fictive de tensiune, iar la celelalte surse fictive de curent (conectare hibridă) (fig. 4), fiind îndeplinite relațiile (13).

Folosind notațiile :

$$\bar{v}_\alpha = \begin{bmatrix}\bar{v}^{u1}_\alpha\\ \bar{v}^{i1}_\alpha\\ \bar{v}^{u2}_\alpha\\ \bar{v}^{i2}_\alpha\end{bmatrix},\ \bar{v}_\beta = \begin{bmatrix}\bar{v}^{u1}_\beta\\ \bar{v}^{i1}_\beta\\ \bar{v}^{i2}_\beta\\ \bar{v}^{u2}_\beta\end{bmatrix},\ \bar{y}_\alpha = \begin{bmatrix}\bar{y}^{u1}_\alpha\\ \bar{y}^{i1}_\alpha\\ \bar{y}^{u2}_\alpha\\ \bar{y}^{i2}_\alpha\end{bmatrix},\ \bar{y}_\beta = \begin{bmatrix}\bar{y}^{u1}_\beta\\ \bar{y}^{i1}_\beta\\ \bar{y}^{i2}_\beta\\ \bar{y}^{u2}_\beta\end{bmatrix}, \tag{33}$$

ecuațiile de stare pentru multiporții α și β vor fi de forma :

$$\dot{\bar{x}}_\alpha = A_\alpha\,\bar{x}_\alpha + B^1_\alpha \bar{v}_\alpha + B_\alpha\,V_\alpha, \tag{34}$$

$$\dot{\bar{x}}_\beta = A_\beta\,\bar{x}_\beta + B^1_\beta\,\bar{v}_\beta + B_\beta\,V_\beta, \tag{35}$$

vectorii răspuns pentru porțile perechi alimentate cusur se fictive de același tip (fig. 4), putîndu-se exprima astfel :

$$\bar{y}^{u1}_\alpha = C^{u1}_\alpha\,\bar{x}_\alpha + D^{u1}_\alpha \bar{r}_\alpha + D^1_\alpha\,V_\alpha, \tag{36}$$

$$\bar{y}^{i1}_\alpha = C^{i1}_\alpha \bar{x}_\alpha + D^{i1}_\alpha \bar{v}_\alpha + D^2_\alpha\,V_\alpha, \tag{37}$$

$$\bar{y}^{u1}_\beta = C^{u1}_\beta \bar{x}_\beta + D^{u1}_\beta \bar{v}_\beta + D^1_\beta\,V_\beta, \tag{38}$$

$$\bar{y}^{i1}_\beta = C^{i1}_\beta\,\bar{x}_\beta + D^{i1}_\beta\,\bar{v}_\beta + D^2_\beta\,V_\beta. \tag{39}$$

Din relațiile (13) reiese că : $\bar{y}^{u1}_\alpha = \bar{y}^{u1}_\beta$ și $\bar{y}^{i1}_\alpha = \bar{y}^{i1}_\beta$, relații care aplicate setului (36—39) conduc la :

$$\begin{bmatrix}D^{u1}_\alpha - D^{u1}_\beta\\ D^{i1}_\alpha - D^{i1}_\beta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\bar{v}_\alpha\\ \bar{v}_\beta\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-C^{u1}_\alpha & C^{u1}_\beta\\ -C^{i1}_\alpha & C^{i1}_\beta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\bar{x}_\alpha\\ \bar{x}_\beta\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}-D^1_\alpha & D^1_\beta\\ -D^2_\alpha & D^2_\beta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_\alpha\\ V_\beta\end{bmatrix} \tag{40}$$

Circuitele din clasa analizată, admițînd întotdeauna o soluție care satisface condițiile teoremei de unicitate [3, 13], rezultă că matricea partiționată din membrul stîng al ecuației (40) admite inversă. Deci, vectorii mărimilor de intrare fictive $\bar{v}_\alpha$ și $\bar{v}_\beta$ se pot obține din ecuația (40) sub forma :

$$\begin{bmatrix}\bar{v}_\alpha\\ \bar{v}_\beta\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}F^1_\alpha & F^2_\alpha\\ F^1_\beta & F^2_\beta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\bar{x}_\alpha\\ \bar{x}_\beta\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}G^1_\alpha & G^2_\alpha\\ G^1_\beta & G^2_\beta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_\alpha\\ V_\beta\end{bmatrix}, \tag{41}$$

semnificația și modul de determinare, din ecuația (40), a matricelor F^1_α, F^2_α, F^1_β, F^2_β, G^1_α, G^2_α, G^1_β, G^2_β fiind evidente.

Substituind expresiile obținute din relația (41) pentru $\bar{v}_\alpha$ respectiv v_β, în ecuațiile (34), respectiv (35), se obțin, după grupări simple de termeni, matricele A și B din ecuația de stare (1) a circuitului analizat :

$$A = \left[\begin{array}{c|c} A_\alpha + B^1_\alpha F^1_\alpha & B^1_\alpha F^2_\alpha \\ \hline B^1_\beta F^1_\beta & A_\beta + B^1_\beta F^2_\beta \end{array}\right], \tag{42}$$

$$B = \left[\begin{array}{c|c} B_\alpha + B^1_\alpha G^1_\alpha & B^1_\alpha G^2_\alpha \\ \hline B^1_\beta G^1_\beta & B_\beta + B^1_\beta G^2_\beta \end{array}\right]. \tag{43}$$

5. Aplicații

5.1. *Calculul răspunsului etajului preamplificator de bandă largă, compensat la frecvențe înalte* (*fig. 5a*). Luînd în considerație datele de catalog ale tranzistorului EFT 108 pentru frecvențe de 1MHZ și ținînd seama de efectul capacității intrare-ieșire (Miller), se ajunge la o

schemă echivalentă [7], care după secționare și introducerea surselor fictive, se prezintă ca în figura 5 *b*, unde : $R_d = 360\Omega$, $R_{bb'} = 100\Omega$, $R_{b'e} = 2\text{k}\Omega\text{C} = 520$ μ F, $S = 35$ mA/V, iar $I_s = V_\alpha = 10^{-6} \sin 2 \cdot \pi \cdot 10^{-6} \cdot t$.

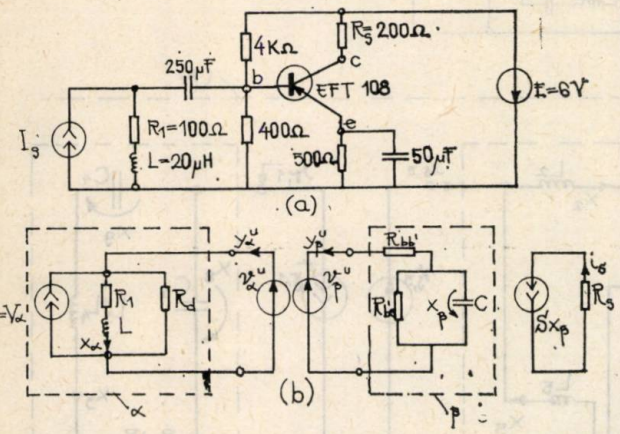


Fig. 5. Etaj preamplificator de bandă largă : a) schema montajului ; b) schema echivalentă *secționată* a preamplificatorului și introducerea surselor fictive de tensiune.

Se scriu ecuațiile de tipul (1) și (2) pentru dipolii α și β :

$$\begin{cases} \dot{x}_\alpha = -\dfrac{R_1}{L} x_\alpha + \dfrac{1}{L} v_\alpha^u \\ y_\alpha^u = x_\alpha + \dfrac{1}{R_d} v_\alpha^u - V_\alpha \end{cases},$$

$$\begin{cases} \dot{x}_\beta = -\dfrac{R_{b'e} + R_{bb'}}{C R_{bb'} R_{b'e}} x_\beta + \dfrac{1}{C R_{bb'}} v_\beta^u, \\ y_\beta^u = \dfrac{1}{R_{bb'}} x_\beta - \dfrac{1}{R_{bb'}} v_\beta^u \end{cases} \quad (44)$$

apoi prin identificare cu ecuațiile (14)...(17) rezultă :

$$A_\alpha = -\frac{R_1}{L}\ ;\ B_\beta^u = \frac{1}{L}\ ;\ B_\alpha = 0\ ;\ C_\alpha = 1\ ;$$

$$D_\alpha^u = \frac{1}{R_d}\ ;\ D_\alpha = -1,$$

$$A_\beta = -\frac{R_{bb'} + R_{b'e}}{C R_{bb'} R_{b'e}}\ ;\ B_\beta^u = \frac{1}{C R_{bb'}}\ ;\ B_\beta = 0\ ;$$

$$C_\beta = \frac{1}{R_{bb'}}\ ;\ D_\beta^u = -\frac{1}{R_{bb'}}\ ;\ D_\beta = 0. \quad (45)$$

Substituind, expresiile (45) în formulele (23) respectiv (24), se determină matricele A respectiv B, deci ecuația de stare a circuitului echivalent montajului din figura 5 *a* :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_\alpha \\ \dot{x}_\beta \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} -\dfrac{R_d R_{bb'} + R_1 R_d + R_1 R_{bb'}}{L(R_{bb'} + R_d)} & \dfrac{R_d}{L(R_{bb'} + R_d)} \\ \hline \dfrac{R_d}{C(R_{bb'} + R_d)} & -\dfrac{R_d + R_{bb'} + R_{b'e}}{C R_{b'e}(R_{bb'} + R_d)} \end{array}\right] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{R_{bb'} R_d}{L(R_{bb'} + R_d)} \\ \dfrac{R_d}{C(R_{bb'} + R_d)} \end{bmatrix} I_s. \quad (46)$$

Rezolvînd ecuația (46), pentru condiții inițiale nule, se obține [7] : $x_\beta = 10^{-6}[-377 \cdot e^{-7{,}035 \cdot 10^6 t} \sin 2\pi \cdot 0{,}48 \cdot 10^6 t + 77{,}4\sqrt{2}\, 10^{-6} \sin(2\pi \cdot 1{,}98 \cdot 10^6 t - 0{,}336) + 115{,}5\sqrt{2}\, 10^{-6} \sin 2\pi \cdot 10^6 t$, răspunsul căutat fiind $i_s = S \cdot x_\beta$

5.2. *Scrierea ecuației de stare pentru un convertizor static de frecvență.* Se consideră schema echivalentă a unui convertizor static de frecvență [2], văzută dinspre bornele de ieșire ale redresorului în punte (fig. 6). Tiristoarele T_1, T_2 și diodele semiconductoare $D1$, $D2$ se consideră ideale, prezentînd, deci, rezistență nulă în stare de conducție și infinită în stare de blocare, iar bobinele de inductivitate constantă. Se consideră starea de funcționare cu ambele tiristoare deschise.

În vederea scrierii ecuațiilor de stare, se efectuează secționarea circuitului inițial și introducerea surselor fictive (fig. 6*b*). Considerînd vectorii de stare :

$$\bar{x}_\delta = [x_2 x_5]^t, \text{ respectiv } \bar{x}_\gamma = [x_3\ x_8\ x_9]^t, \quad (47)$$

se scriu pentru ansamblul dipolilor δ și γ ecuații de tipul (14), (15), (25), (26), identificîndu-se ușor matricele :

$$A_\delta = 0,\ C_\delta = [1\ -1],\ D_\delta^u = 0,\ D_\alpha = 0,$$

$$B_\delta^u = \left[\frac{1}{L_2} - \frac{1}{L_5}\right]^t,\ B_\delta = \begin{bmatrix} -\dfrac{1}{L_2} & \dfrac{1}{L_2} \\ 0 & -\dfrac{1}{L_5} \end{bmatrix},\ B_\gamma = 0,$$

$$A_\gamma = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_3 + R_4}{L_3 + L_4} & \dfrac{1}{L_3 + L_4} & -\dfrac{1}{L_3 + L_4} \\ -\dfrac{1}{C_3} & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_4} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (48)$$

$$B_\gamma^i = -\begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{1}{C_3} \\ 0 \end{bmatrix},\ C_\gamma = [010]\ ;\ D_\gamma^i = 0,\ D_\gamma = 0.$$

Considerînd ca vector de stare al dipolului β :

$$\bar{x}_\beta = \begin{bmatrix} \bar{x}_\delta \\ \bar{x}_\gamma \end{bmatrix}, \quad (49)$$

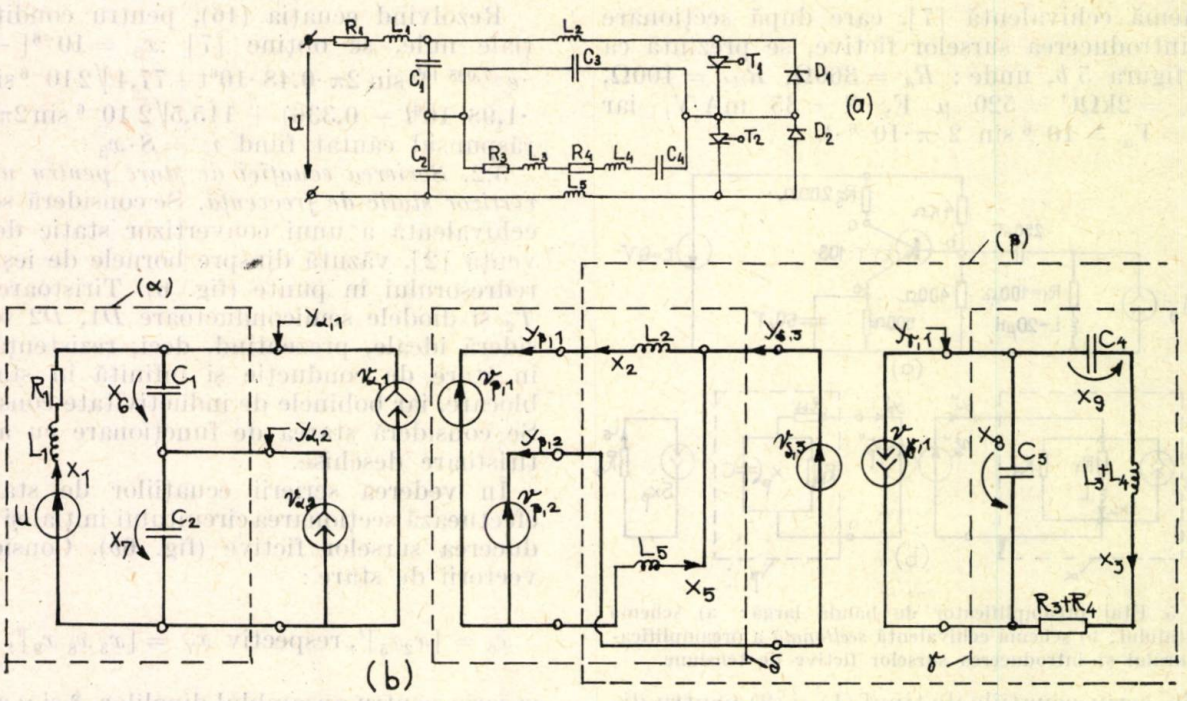


Fig. 6. Convertizor static de frecvență: a) schema echivalentă văzută dinspre bornele de ieșire ale redresorului în punte; b) schema echivalentă *secționată* și introducerea surselor fictive.

substituind matricele (48) în formulele (31) (32) se determină matricele A_β și B_β^u:

$$A_\beta = \left[\begin{array}{cc|ccc} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_5} & 0 \\ \hline 0 & 0 & -\frac{R_3+R_4}{L_3+L_4} & \frac{1}{L_3+L_4} & -\frac{1}{L_3+L_4} \\ -\frac{1}{C_3} & \frac{1}{C_3} & -\frac{1}{C_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_4} & 0 & 0 \end{array}\right],$$

$$B_\beta = \left[\begin{array}{cc} -\frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{L_5} \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{array}\right]. \qquad (50)$$

Ecuațiile evidente: $y_{\beta,1} = x_2$ și $y_{\beta,2} = -x_2 + x_5$ conduc la:

$$C_\beta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_\beta^u = 0, \; D_\beta = 0. \qquad (51)$$

Considerînd $\bar{x}_\alpha = [x_1 x_6 x_7]^t$ ca vector de stare, se scriu ecuațiile de tipul (14) și (15) pentru dipolul α, obținîndu-se prin identificare:

$$A_\alpha \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_\alpha^i =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix}, \quad B_\alpha = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (52)$$

$$C_\alpha = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D_\alpha^i = 0, \; D_\alpha = 0.$$

Considerînd ca vector de stare:

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_\alpha \\ \bar{x}_\beta \end{bmatrix} \qquad (53)$$

prin substituirea expresiilor (50)...(52) în formulele (31), (32) se determină matricele A și B din ecuația de stare a întregului circuit analizat.

Circuitul considerat în aplicația 5.2. permite exemplificarea metodei diakoptice de scriere a ecuației de stare prin *secționarea* circuitului analizat într-un număr oarecare de multipoli. În plus, cititorul poate verifica ușor, prin calcul direct sau prin comparație [2], rezultatele.

$$A = \left[\begin{array}{ccc|ccccc} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_5} & -\frac{1}{L_5} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3+R_4}{L_3+L_4} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_3+L_4} & -\frac{1}{L_3+L_4} \\ 0 & -\frac{1}{C_3} & -\frac{1}{C_3} & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array}\right], \quad B = \left[\begin{array}{c} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{array}\right]. \quad (54)$$

6. Concluzii

a. Metoda prezentată permite descompunerea prin *secționare* arbitrară a circuitului analizat într-un număr oarecare de multipoli, sintetizarea matricelor A și B ce apar în ecuația de stare a întregului circuit, făcîndu-se pe baza matricelor similare ale multipolilor rezultați în urma secționării.

b. Utilizarea modelelor liniarizate discretizate în timp [16, 17], permite extinderea metodei la circuite neliniare și programarea acesteia pe calculatoarele numerice, aspecte asupra cărora autorul intenționează să revină într-o lucrare viitoare.

c. Metoda propusă facilitează analiza circuitelor de comutație, *secționarea* efectuindu-se astfel încît partea ce conține dispozitivele de comutație (relee, tranzistoare, tiristoare) se separă de restul circuitului. Modificările în structura topologică a circuitului, survenite în procesul de comutație, influențează doar structura matricelor ce se referă la multipolul (multipolii) din care fac parte dispozitivele de comutare.

b. Aplicarea metodei prezentate permite analiza unor circuite electrice și electronice complexe, fapt reflectat parțial de aplicațiile 5.1. și 5.2., constituind un instrument util la îndemîna celor ce lucrează la proiectarea acestora, precum și a celor interesați de comportarea unor circuite complexe în diverse regimuri de funcționare.

Bibliografie

[1] *CHUA, L., LIN, P.—M.* Computer —aided analysis of electronic circuits, algorittmus and computational techniques. Prentice — Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

[2] *LUDU, M., IORDACHE, M.* Calculul convertizorului static de frecvență de 500 Hz asistat de calculatorul numeric. În : E.E.A. Electrotehnica, **25**, nr. 8, București, 1977.

[3] *BALABANIAN, N., BICKART, T.* Teoria modernă a circuitelor. București, Editura tehnică, 1974.

[4] *CALAHAN, D.*, Computer Aided Network Design. McGraw — Hill, Inc., New York, 1972.

[5] *GEAR, C.W.* The automatic integration of Ordinary differential equations. In : Comm of the ACM, vol. **14**, nr. 3, march 1971, p. 176—190.

[6] *PEIKARI, B.* Fundamentals of network analysis and synthesis. Prentince — Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1974.

[7] * * * Analiza circuitelor electrice, metoda variabilelor de stare. I.P.B. Catedra de electronică II, lit. I.P.B.— 1973.

[8] *PREDA, M., BREAZU, I.* O nouă metodă de obținere a ecuațiilor de stare pentru circuite cu elemente în exces. In : St. cere. en. electro.,tom. **33**, nr. 3, București 1972.

[9] *MANEA, F.* Ecuații de stare și condiții inițiale în studiul circuitelor electrice cu elemente în exces. În : E.E.A. Electrotehnica **23**, nr. 7, Bucuiești, 1975.

[10] *FRĂNKEL, D.* Cu privire la ecuațiile mărimilor de stare. In : E.E.A. Electrotehnica, **26**, nr. 4, București. 1978.

[11] *TOPAN, D.* Ecuațiile matricial vectoriale de ordinul doi ale circuitelor electrice. În : Analele Universității din Craiova, 1974.

[12] *IORDACHE, M.* Formularea și scrierea ecuațiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare și elemente în exces, utilizînd elemente dipolare. În : E.E.A. Electrotehnica **25**, nr. 1 București, 1977.

[13] *PUȘCAȘU, S., MARCOVICI, J.* Bazele electronicii. Reprografia Universității din Craiova, 1971.

[14] *HAPP, H.* Diakoptica — Metodă de analiză a sistemelor complexe, Editura Tehnică, București, 1975.

[15] *MARCOVICI, J.* Ecuații de stare ale dipolilor electrici pasivi și interconexiunea acestora. În St. cerc. emerg. electr., Tom **22**, nr. 4. București, 1972.

[16] *TOPAN, D.* Die Anwendung der iterativen zeitdiskretisierten linearisierten Modellen zur Berechnung nichtlinearer Netzwerke. În : Analele Universității din Craiova, 1977.

[17] *TOPAN, D.* Computerunterstützte Berechnung von nichtlineare Netzwerken mit Zeitdiskretisierten linearisierten Modellen. În : Wissentschaftliche zeitschrift T.H. Ilmenau, **24** Heft 3, 1978.

CZ 621.313.322.81:621.3.078

MĂRIMI REPREZENTATIVE
MAȘINA SINCRONĂ

Considerații cu privire la mărimile reprezentative din teoria mașinilor electrice

NICOLAE GALAN*-București

Introducere

În teoria mașinilor electrice se utilizează din ce în ce mai mult mărimile reprezentative cum ar fi : curentul reprezentativ, tensiunea reprezentativă, fluxul reprezentativ, [1, 2, 3].

Introducerea mărimilor reprezentative, (denumite și vectori reprezentativi, iar uneori sinori) se face în cele mai multe cazuri formal fără a se preciza semnificația acestor mărimi. Utilizarea mărimilor reprezentative permit scrierea cu ușurință a ecuațiilor mașinilor electrice trifazate în orice sistem de referință, iar în sistemul de referință sincron în regim permanent simetric mărimile reprezentative coincid cu reprezentarea în complex simplificat a mărimilor fazei de referință ; înfășurarea trifazată se poate caracteriza printr-o singură ecuație cu mărimi reprezentative.

1. Relația între tensiunea magnetică rezultantă și curentul reprezentativ

Pentru a stabili relația dintre tensiunea magnetică rezultantă $v(\theta_s, t)$, dată de înfășurările de fază AX ; BY ; CZ și curentul reprezentativ i_s se vor considera mai întîi fundamentalele tensiunilor magnetice corespunzătoare înfășurărilor de fază :

$$v_A(\theta_s, t) = V_1 i_A \cos \theta_s,$$

$$v_B(\theta_s, t) = V_1 i_B \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right), \qquad (1)$$

$$v_C(\theta_s, t) = V_1 i_C \cos\left(\theta_t - \frac{4\pi}{3}\right); \; V_1 = \frac{2}{\pi P} \text{wkw}.$$

În figura 1 s-a reprezentat mașina idealizată.

Tensiunea magnetică rezultantă poate fi scrisă și sub altă formă :

$$v(\theta_s, t) = v_A(\theta_s, t) + v_B(\theta_s, t) + v_C(\theta_t, t) =$$

$$= V_1 Re\{i_A e^{-j\theta_s} + i_B e^{-j\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)} +$$

$$+ i_C e^{-j\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)}\} = \frac{3}{2} V_1 Re\{i_s e^{-j\theta_s}\};$$

$$i_s = \frac{2}{3}(i_A + a\, i_B + a^2 i_C). \qquad (2)$$

Tensiunile magnetice $v_A(\theta_s, t)$, $v_B(\theta_s, t)$ și $v_C(\theta_s, t)$ fiind scrise în sistemul de referință fix față de stator *F.S.*, curentul reprezentativ i_s este definit în același sistem de referință.

Relația (2) arată că tensiunea magnetică rezultantă depinde liniar de curentul i_s, ceea ce conferă mărimii i_s un suport cu semnificații fizice și, în plus, permite generalizarea mărimilor reprezentative.

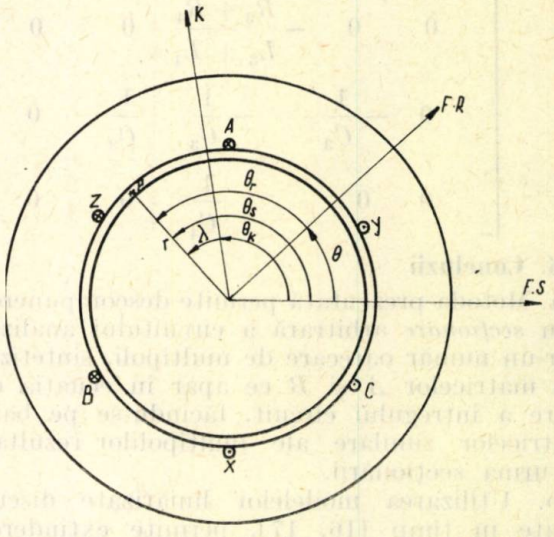


Fig. 1. Schița mașinii electrice cu înfășurare trifazată.

Tensiunea magnetică rezultantă $v(\theta_s, t)$ scrisă în sistemul de referință *F.S.*, poate fi transcrisă în sistemul de referință fix față de rotor *F.R.*, știind că $\theta_s = \theta + \theta_r$:

$$v(\theta_s, t) = v(\theta_r, t) = \frac{3}{2} V_1 Re\{i_s e^{-j\theta} e^{-j\theta_r}\} =$$

$$= -\frac{3}{2} V_1 Re\{i_{sR} e^{-j\theta_r}\};$$

$$i_{sR} = i_s e^{-j\theta}. \qquad (3)$$

Tensiunea magnetică rezultantă se prezintă sub aceeași formă atît în sistemul *F.S.*, cît și în sistemul *F.R.* cu precizarea că în cele două sisteme de referință curentul reprezentativ are forme diferite. Curentul reprezentativ $i_{sR} = i_d + j i_q$ corespunde unei înfășurări trifazate fixe față de rotor și care ocupă aceeași poziție în raport cu sistemul de referință *F.R.*, ca și înfășurarea trifazată de pe stator în raport cu sistemul de referință *F.S.*, adică înfășurarea statorică trifazată căreia îi corespunde curen-

* Dr. ing. *Galan, M.* este șef de lucrări la Institutul politehnic — București

tul reprezentativ i_s, s-a echivalat cu o înfășurare rotorică, identică cu cea statorică, căreia îi corespunde curentul reprezentativ i_{sR}. Această trecere dintr-un sistem de referință în alt sistem de referință lasă invariante forma și norma tensiunii magnetice rezultante. După cum este cunoscut curentul reprezentativ i_s sau i_{sR} se poate scrie în orice sistem de referință, de exemplu în sistemul de referință K (fig. 1), pentru curentul reprezentativ i_{sR} se obține :

$$i_K = i_{sR}\, e^{-j(\theta_K - \theta)}. \tag{4}$$

Din relațiile scrise mai sus se constată că trecerea dintr-un sistem de referință în alt sistem de referință a curentului reprezentativ este o consecință a trecerii tensiunii magnetice rezultante în sistemele de referință considerate, iar aceste relații se extind asupra tuturor mărimilor care se află în relație liniară cu curentul reprezentativ, (nu este necesară dependența liniară cu fiecare mărime în parte) ; tensiunea reprezentativă u_s, fluxul reprezentativ φ_s și curentul reprezentativ i_s se află într-o relație liniară. Dacă se cunosc mărimile reprezentative se pot calcula mărimile de fază și aceasta în orice sistem de referință, [1, 2].

Curentul reprezentativ se poate construi și pentru armonicile spațiale de ordinul ν ale tensiunii magnetice rezultante, astfel :

$$v_{A\nu} = v_\nu\, i_A \cos \nu\, \theta_s,$$

$$v_{B\nu} = v_\nu\, i_B \cos \nu \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right), \tag{5}$$

$$v_{C\nu} = v_\nu\, i_C \cos \nu \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Tensiunea magnetică rezultantă pentru armonica de ordinul definit se va scrie :

$$v_\nu = \frac{2}{3} V_\nu Re\, \{i_{s\nu}\, e^{-j\nu\theta_s}\}\; i_{s\nu} = \frac{2}{3}(i_A + a^\nu\, i_B + a^{2\nu} i_C), \tag{6}$$

$i_{s\nu}$, este curentul reprezentativ pentru armonica de ordinul definit în sistemul de referință $F.S.$ sau K prin înmulțirea cu $e^{-j\nu\theta}$ și respectiv cu $e^{-j\nu(\theta_K - \theta)}$.

Dacă :

$$\nu = 3k,\quad k \in N,$$

atunci :

$$i_{s\nu} = \frac{2}{3}(i_A + i_B + i_C) = 2i_0 \tag{7}$$

deci, curentul reprezentativ corespunde sistemului omopolar.

Dacă :

$$\nu = 6k + 1, k \in N,$$

atunci :

$$i_{s\nu} = \frac{2}{3}(i_A + a i_B + a^2 i_C) = i_s, \tag{8}$$

adică, armonicile de acest tip, în care se include și fundamentala, depind de curentul reprezentativ i_s. În regim permanent aceste armonici se rotesc cu viteze diferite în același sens ca și fundamentala.

Dacă : $\nu = 6k - 1$, $k \in N - \{0\}$, atunci se obține

$$i_{s\nu} = \frac{2}{3}(i_A + a^2\, i_B + a\, i_C) = i_s^*, \tag{9}$$

adică, aceste armonici depind de curentul reprezentativ conjugat ; în regim permanent aceste armonici se rotesc cu viteze diferite în sens contrar fundamentalei.

În cazul în care mașina electrică are m faze, în care oricare două faze succesive sînt decalate spațial cu unghiul electric $2\pi/m$ tensiunea magnetică rezultantă are următoarea expresie :

$$v(\theta_s, t) = v_1\, i_1 \cos \theta_s + V_1\, i_2 \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{m}\right) +$$

$$+ \ldots + V_1\, i_m \cos\left(\theta_s - \frac{m-1}{m} 2\pi\right) =$$

$$= \frac{m}{2} Re\left\{\frac{2}{m}(i_1 + b\, i_2 + b^2\, i_3 + \ldots + \right.$$

$$\left. + b^{m-1}\, i_m)\, e^{-j\theta_s}\right\} = Re\left\{\frac{m}{2}\, i_s\, e^{-j\theta_s}\right\}. \tag{10}$$

unde curentul reprezentativ i_s are expresia :

$$i_s = \frac{2}{m}(i_1 + b i_2 + \ldots + b^{m-1}\, i_m) ;\; b = e^{j\frac{2\pi}{m}}. \tag{11}$$

Această generalizare a curentului reprezentativ pentru m faze prezintă interes în teoria motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit ; dacă $m = 3$, atunci $b = a$.

Trecerea dintr-un sistem de referință în alt sistem de referință se face în același mod oricare ar fi numărul m, în particular și pentru o înfășurare monofazată, $m = 1$.

O serie de probleme legate de mărimile reprezentative sînt analizate în lucrarea [4], de aceea se vor face în continuare doar cîteva precizări cu privire la ecuațiile mașinii sincrone.

2. Ecuațiile mașinii sincrone

Ecuațiile mașini sincrone în sistemul de referință sincron, pentru $i_0 = 0$ se pot scrie sub forma :

$$\begin{aligned} -u_{sK} &= Ri_{sK} + j\varphi_{sK}\, p\theta + p\varphi_{sK} \\ u_e &= R_e\, i_e + p\varphi_e \\ 0 &= R_D\, i_D + p\varphi_D \\ 0 &= R_Q\, i_Q + p\varphi_Q\,; \quad p = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}, \end{aligned} \tag{12}$$

în aceste ecuații u_{sK}, i_{sK} și φ_{sK} sînt mărimile reprezentative ale sistemului de înfășurări statorice scrise în sistemul de referință sincron, iar semnificația celorlalte mărimi este cunoscută.

Fluxurile magnetice care intervin în ecuațiile (12) se pot scrie sub forma :

$$\begin{aligned} \varphi_{sK} &= \frac{1}{2}(L_d + L_q)\, i_{sK} + \frac{1}{2}(L_d - L_q)\, i^*_{sK} + \\ &\quad + M_{ed}\, i_e + M_{dD}\, i_D, \\ \varphi_e &= \frac{3}{4} M_{ed}\,(i_{sK} + i^*_{sK}) + M_{De}\, i_D + L_e\, i_e, \\ \varphi_D &= \frac{3}{4} M_{Dd}\,(i_{sK} + i^*_{sK}) + M_{De}\, i_e + L_D\, i_D, \\ \varphi_Q &= \frac{3}{4} M_{Qd}\,(i_{sK} - i^*_{sK}) + L_Q\, i_Q, \end{aligned} \tag{13}$$

fluxurile magnetice s-au scris sub această formă pentru a scoate în evidență curentul i_{sK}.

În multe lucrări se afirmă că trecerea de la ecuațiile generale la ecuațiile regimului permanent se face considerînd printre altele $p = 0$.

Această afirmație este greșită atît din punct de vedere matematic, cît și din punct de vedere fizic, mai mult încă, nici nu se aplică corect, deoarece dacă $p = 0$ rezultă că atît $p\varphi_{sK} = 0$, cît și $p\theta = 0$ și înlocuind corect în prima ecuație din (12) se obține $-u_{sK} = Ri_{sK}$, ori înlocuirea se face considerînd $p\varphi_{sK} = 0$, dar $p\theta = \omega = \text{const.}$, adică se dă operatorului o valoare și în aceeași ecuație operatorul este introdus cu două valori diferite. Pentru susținerea celor afirmate se vor aminti unele elemente cu privire la noțiunea de operator.

Fie X, Y două spații liniare în raport cu corpul A, o aplicație $U : X \to Y$ se numește operator. Operatorul U este aditiv, dacă $U(x_1 + x_2) = U(x_1) + U(x_2)$, oricare ar fi x_1, $x_2 \in X$; operatorul U este omogen, dacă $U(ax) = aU(x)$ oricare ar fi $a \in A$ și $x \in X$.

Un operator aditiv și omogen se numește operator liniar. Mulțimea tuturor operatorilor liniari, care aplică pe X în Y, formează un spațiu liniar în raport cu A notat $(X, Y)_e$, acest spațiu liniar are un element nul notat 0 numit *operatorul nul* dat de relația $0(x) = 0$ oricare ar fi $x \in X$. Operatorul nul 0 este unic în spațiul $(X, Y)_e$. În particular fie $X = C^1_A(I)$ mulțimea funcțiilor definite pe intervalul I cu valori în A și care admit derivate continue ; această mulțime este un spațiu liniar dacă se consideră operațiile obișnuite de adunare a funcțiilor și de înmulțire a unei funcții printr-un număr din A. Fie $Y = C_A(I)$ spațiul funcțiilor continue.

Operatorul p este dat de relația :

$$y = px\,; \quad x \in X\,; \quad y \in Y, \tag{14}$$

este un operator liniar numit *operatorul de derivare* și este diferit de operatorul nul 0, adică $p \neq 0$, sînt însă funcții pentru care $px = 0$, aceasta nu înseamnă că $p = 0$, (operatorul nul este unic).

Uneori se arată că $p = 0$ deoarece în regim permanent $\mathrm{d}t \to \infty$ și deci $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \to 0$, ceea ce este în contradicție cu definiția derivatei, deoarece derivata se calculează cînd $\mathrm{d}t \to 0$.

Trecerea de la ecuațiile generale la ecuațiile în regim permanent se poate face prin calculul mărimilor reprezentative în regim permanent.

În regim permanent $i_D = i_Q = 0$, $i_e = I_e$, $\theta = \omega t$, iar curenții din înfășurările statorice sînt :

$$\begin{aligned} i_A &= I\sqrt{2}\cos(\omega t - \varphi)\,; \quad i_B = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_C &= I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \tag{14}$$

În sistemul de referință sincron curentul reprezentativ coincide cu reprezentarea în complex simplificat a curentului i_A :

$$i_{sK} = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + a^2 i_C)\, e^{-j\omega t} = \sqrt{2}\, \underline{I}_A,$$

în acest caz fluxurile magnetice φ_{sK}, φ_e, φ_D, φ_Q nu depind de timp, și deci, derivatele lor în raport cu timpul vor fi nule și după calcule simple se obțin ecuațiile mașinii sincrone în regim permanent.

Scrierea ecuațiilor mașinii sincrone pentru regim permanent în alt sistem de referință decît cel sincron conduce la dificultăți însemnate.

Faptul că în sistemul de referință sincron fluxurile magnetice nu depind de timp se explică prin aceea că în acest sistem de referință t.e.m. induse în înfășurările statorice au două componente una de mișcare și una de transfor-

mare; la calculul tensiunii de transformare se are în vedere că fluxurile magnetice φ_A, φ_B, φ_C care înlănţuie înfăşurările AX; BY; CZ se calculează prin suprafeţele mărginite de curbele închise, care se deplasează cu viteza sistemului de referinţă sincron egală cu viteza cîmpului magnetic învîrtitor şi, deci, variaţia fluxului magnetic prin aceste suprafeţe este zero.

3. Concluzii

În lucrare se stabileşte o relaţie liniară între tensiunea magnetică rezultantă la o maşină electrică şi curentul reprezentativ. Pe lîngă implicaţiile de natură fizică această relaţie permite o generalizare a curentului reprezentativ pentru un număr oarecare de faze şi corelează curentul reprezentativ cu armonicile de ordin superior.

Utilizarea mărimilor reprezentative în cazul ecuaţiilor maşinii sincrone a permis precizări şi interpretări corespunzătoare pentru regimul permanent al maşinii sincrone.

Bibliografie

[1] *Kovacs, K. P., Racz, I.* Transiente organge in Wechselstrommaschinen. Budapesta, Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.

[2] *Gheorghiu, I. Ş., Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice, vol. **III**, **IV**, Bucureşti, Ed. Acad. R.S.R., 1972.

[3] *Muller, G.* Elektrische Maschinen. Berlin, VEB Verlag Technik, 1977,

[4] *Corlăţeanu, V.* Cu privire la ecuaţiile diferenţiale ale maşinii sincrone. În: Electrotehnica, nr. 9, 1973, p. 351—360.

[5] *Jovanovski, S.* The Quandrature — Axis Equivalent Circuit, IEEE Trans. — PAS — **88**, nr. 11, 1969, p. 1621—1628.

[6] *Galan, N.* Puterea electromagnetică la maşinile electrice, Buletinul I.P.B., nr. 3, 1976, p. 119—126.

CZ 629.1.066-83:621.34

ECHIPAMENT ELECTRIC AUTO
INSTALAŢIE DE ÎNCERCARE
ACĂŢIONARE REGLABILĂ

Instalaţie pentru determinarea parametrilor electrici ai alternatoarelor auto

IULIAN ŢOPA, ADRIAN MAILAT, WILIBALD SZABO, TRAIAN IORDACHE, GHEORGHE CRUŢU, VIRGIL PÎRVULESCU, RADU CÎMPEANU, ALEXANDRU GREAVU*-Braşov

Introducere

Alternatorul constituie sursa de alimentare cu energie electrică a autovehiculului în timpul funcţionării acestuia şi de aceea cerinţele privind siguranţa în funcţionare şi încadrarea în performanţele impuse sînt din ce în ce mai mari. Ţinînd seama că pe plan mondial există tendinţa de a se verifica întreaga gamă de echipamente şi subansamble în faza de premontaj, apare necesitatea realizării unor instalaţii care să permită verificarea rapidă, simplă şi sigură a principalilor parametrii care caracterizează funcţionarea acestora. Instalaţia realizată, prezentată în continuare, permite verificarea alternatoarelor auto atît într-o schemă reală de funcţionare (cu regulator de tensiune şi baterie de acumulatoare tampon), cît şi într-o schemă cu reglarea electronică a tensiunii prin controlul curentului de sarcină.

1. Regimurile de verificare

Verificarea alternatorului în condiţii reale de funcţionare

Alternatorul auto este un generator de tip sincron, cu redresor încorporat, realizat constructiv pentru tensiuni nominale de 12 şi 24 V. Asigurarea unei tensiuni constante se realizează prin reglarea continuă a curentului de excitaţie a alternatorului cu ajutorul releului regulator de tensiune. Alternatorul funcţionează tampon cu bateria de acumulatoare a autovehiculului. Pornirea motorului se realizează de la baterie, iar în timpul funcţionării alternatorul alimentează instalaţia electrică şi asigură încărcarea controlată a bateriei.

Verificarea alternatorului prin stimularea condiţiilor reale de funcţionare

Expresia t.e.m. a alternatorului de tip sincron este [1]:

$$\underline{U}_e = \underline{U}_1 + R\underline{I} + jX_\sigma \underline{I}, \qquad (1)$$

unde U_e este t.e.m. indusă pe fază;
U_1 — tensiunea pe fază la borne;
R — rezistenţa înfăşurării de fază;
X_σ — reactanţa de dispersie a înfăşurării de fază.

Metoda utilizată pentru reglarea tensiunii la bornele alternatorului se bazează pe faptul că alura caracteristicilor de sarcină $U(I)$ ale

* Autorii sînt cadre didactice la Universitatea din Braşov.

alternatorului, ridicate la $n = \text{const.}$ și $i_e = \text{const}$, este căzătoare (fig. 1). Menținerea tensiunii U în plaja de valori prescrisă apare astfel posibilă, în condițiile unei turații de antrenare variabile, prin modificarea corespunzătoare a curentului de sarcină. Modificînd turația, în condițiile menținerii constante a tensiunii la borne, se observă că odată cu turația crește și curentul de sarcină al alternatorului (punctele A, B, C din fig. 1). Se poate ridica astfel caracteristica de sarcină $I(n)$ pentru $U = \text{const}$ și $i_e = i_{e\max}$. Aceasta permite verificarea funcționării corecte a alternatorului.

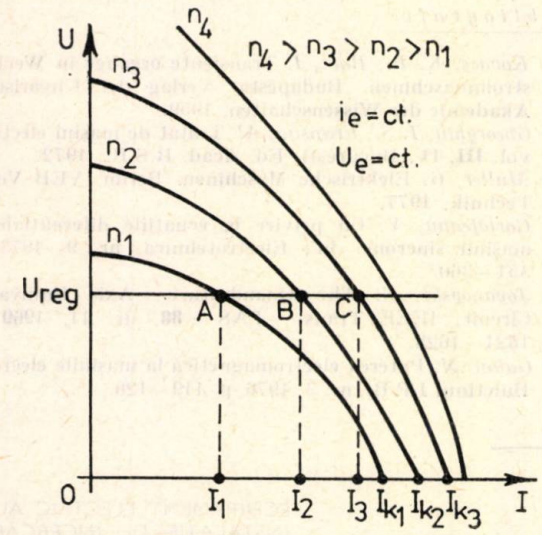


Fig. 1. Caracteristica de sarcină $U(I)$.

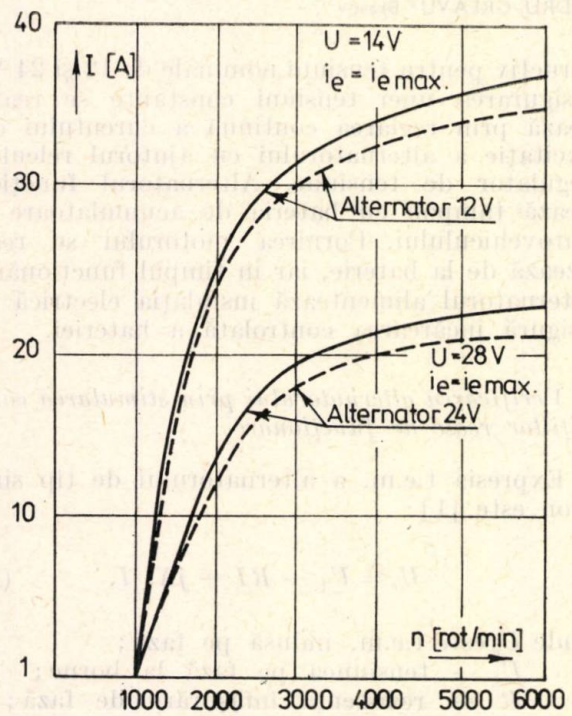


Fig. 2. Caracteristica de sarcină $I(n)$ pentru alternatorul tip 1 150 (24 V) și 1110 sau 1111 (12 V) la $i_e = i_{emax}$ și $U = 28$ V, respectiv $U = 14$ V:
—— la temperatura mediului ambiant de 20 ± 5°C;
– – – în regim termic stabilizat ($n = 3\,000$ rot/min., $I = I_N$ și $t = 1$ h).

În figura 2 sînt prezentate caracteristicile de sarcină limitată pentru alternatoarele de 12 și 24 V din seria 1 100, stabilite prin N.I. [2, 3].

Testarea unui alternator constă în compararea caracteristicii sale cu caracteristica de sarcină $I(n)$ etalon corespunzătoare temperaturii mediului ambiant (fig. 2) deoarece datorită timpului foarte scurt în care au loc măsurătorile, încălzirea înfășurărilor este neglijabilă.

Instalația permite trasarea punct cu punct a caracteristicii de sarcină a alternatorului care se încearcă; dar pentru încercări de lot este suficientă determinarea a patru puncte caracteristice alese astfel încît să fie cuprinsă porțiunea liniară și cotul de saturație. Pentru comparare s-au ales punctele corespunzătoare turațiilor de: 1 050; 1 500; 2 900 și 5 000 rot/min.

2. Descrierea instalației realizate

Instalația realizată a fost concepută pentru a simula condițiile reale de funcționare a alternatorului și pentru a permite încercarea sa în condițiile prevăzute de N.I. Din punct de vedere al principiului de funcționare, instalația se compune dintr-un bloc de acționare cu turație variabilă și un bloc de măsurare (fig. 3).

Blocul de acționare cu turație variabilă

Turația variabilă continuu în domeniul 0—9 000 rot/min este asigurată printr-o acționare cu motor de c.c. (3,5 kW; 220 V; 0—3 000 rot/min) alimentat de la un redresor static cu tiristoare și printr-o multiplicare mecanică în raportul 1 :3,5.

Schema de acționare este realizată în circuit deschis, deoarece caracteristica mecanică a alternatorului, care de la o anumită turație (cca. 3 000—3 500 rot/min) se saturează, face ca la turații superioare cuplul rezistent la arborele motorului de acționare să se mențină constant, fără a necesita circuite de reglare care ar complica și ar ridica prețul de cost al instalației.

Schema de principiu a blocului de acționare cu turație variabilă este reprezentată în figura 4. Pentru redresorul comandat s-au prevăzut următoarele protecții [4, 5]:

— la scurtcircuit prin siguranțele fuzibile ultrarapide $e1 \ldots e6$;

— la supratensiuni care apar datorită întreruperii circuitelor inductive în serie cu tiristoarele (prin grupuri de protecție individuală $R - C$: grupurile $r1-k1 \ldots r6-k6$);

— pentru limitarea pantei de creștere a tensiunii în sens pozitiv pe tiristoarele care nu conduc în momentul comutării anodice a curentului de sarcină (inductanțele de protecție $k11 \ldots k16$);

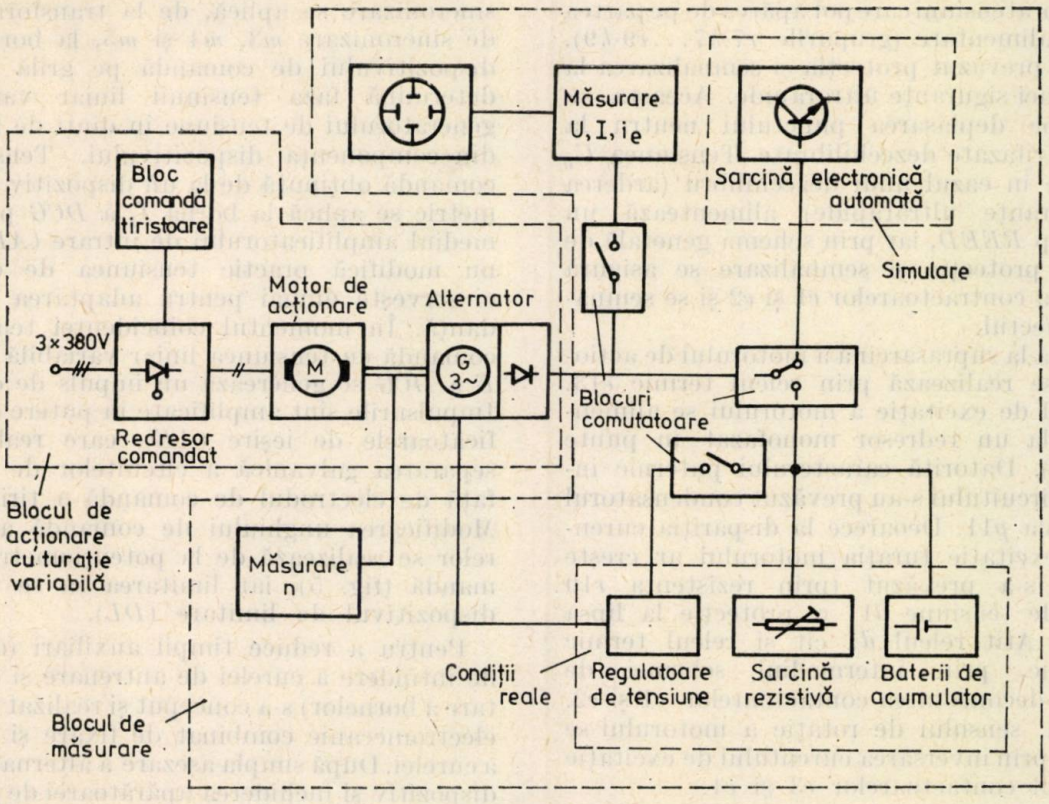


Fig. 3. Schema-bloc a instalației realizate.

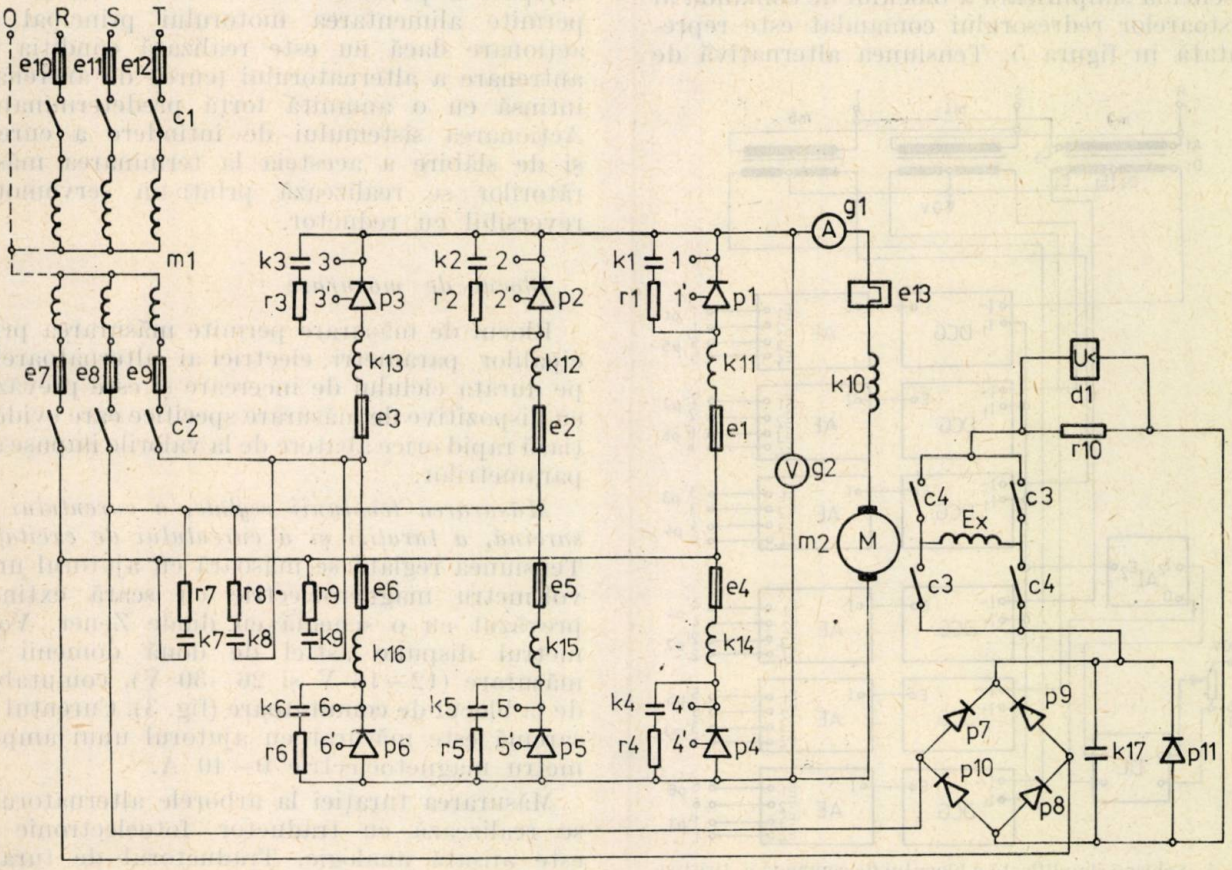


Fig. 4. Schema de principiu a blocului de acționare cu turație variabilă.

— la supratensiuni care pot apărea de pe partea rețelei de alimentare (grupurile $r7$-$k7$...$r9$-$k9$).

S-a mai prevăzut protecția și semnalizarea la arderea unei siguranțe ultrarapide. Aceasta se bazează pe deplasarea punctului neutru la sistemele trifazate dezechilibrate. Tensiunea U_0 care apare în cazul unui dezechilibru (arderea unei siguranțe ultrarapide) alimentează un releu de tip *REED*, iar prin schema generală de comandă, protecție și semnalizare se asigură declanșarea contractoarelor $c1$ și $c2$ și se semnalizează defectul.

Protecția la suprasarcină a motorului de acționare $m2$ se realizează prin releul termic $e13$.

Circuitul de excitație a motorului se alimentează de la un redresor monofazat în punte ($p7$...$p10$). Datorită caracterului puternic inductiv al circuitului s-au prevăzut condensatorul $k17$ și dioda $p11$. Deoarece la dispariția curentului de excitație turația motorului ar crește nepermis, s-a prevăzut (prin rezistența $r10$ și releul de tensiune $d1$) o protecție la lipsa excitației. Atît releul $d1$ cît și releul termic $e13$ produc, prin intermediul schemei de comandă, deconectarea contactoarelor $c1$ și $c2$. Inversarea sensului de rotație a motorului se realizează prin inversarea curentului de excitație cu ajutorul contactoarelor $c3$ și $c4$.

Schema de putere este alimentată prin transformatorul $m1$.

Schema simplificată a blocului de comandă al tiristoarelor redresorului comandat este reprezentată în figura 5. Tensiunea alternativă de

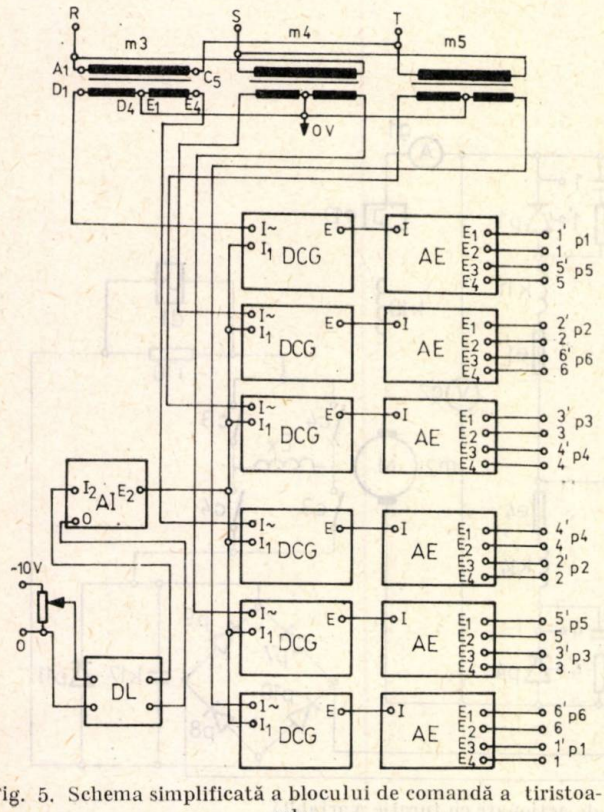


Fig. 5. Schema simplificată a blocului de comandă a tiristoarelor.

sincronizare se aplică, de la transformatoarele de sincronizare $m3$, $m4$ și $m5$, la borna I — a dispozitivului de comandă pe grilă (*DCG*) și determină faza tensiunii liniar variabilă a generatorului de tensiune în dinți de fierăstrău din componența dispozitivului. Tensiunea de comandă obținută de la un dispozitiv potențiometric se aplică la borna I_1 a *DCG* prin intermediul amplificatorului de intrare (*AI*). Acesta nu modifică practic tensiunea de comandă, ci servește numai pentru adaptarea de impedanță. În momentul coincidenței tensiunii de comandă cu tensiunea liniar variabilă la ieșirea E a *DCG* se generează un impuls de comandă. Impulsurile sînt amplificate în putere de amplificatoarele de ieșire (*AE*), care realizează și separarea galvanică a circuitelor de comandă față de electrodul de comandă a tiristoarelor. Modificarea unghiului de comandă a tiristoarelor se realizează de la potențiometrul de comandă (fig. 5), iar limitarea sa se face prin dispozitivul de limitare (*DL*).

Pentru a reduce timpii auxiliari (de fixare, de întindere a curelei de antrenare și de conectare a bornelor) s-a conceput și realizat un sistem electromecanic combinat de fixare și întindere a curelei. După simpla așezare a alternatorului în dispozitiv și închiderea apărătoarei de protecție, fixarea definitivă și întinderea controlată a curelei se realizează automat prin comanda de începere a probelor. Schema de comandă nu permite alimentarea motorului principal de acționare dacă nu este realizată condiția de antrenare a alternatorului (curea de antrenare întinsă cu o anumită forță predeterminată). Acționarea sistemului de întindere a curelei și de slăbire a acesteia la terminarea măsurătorilor se realizează printr-un servomotor reversibil cu reductor.

Blocul de măsurare

Blocul de măsurare permite măsurarea principalilor parametri electrici ai alternatoarelor pe durata ciclului de încercare și este prevăzut cu dispozitive de măsurare specifice care evidențiază rapid orice abatere de la valorile impuse ale parametrilor.

Măsurarea tensiunii reglate, a curentului de sarcină, a turației și a curentului de excitație. Tensiunea reglată se măsoară cu ajutorul unui voltmetru magnetoelectric cu scară extinsă, prevăzut cu o schemă cu diode Zener. Voltmetrul dispune astfel de două domenii de măsurare (12—16 V și 26—30 V), comutabile de la blocul de comutatoare (fig. 3). Curentul de sarcină este măsurat cu ajutorul unui ampermetru magnetoelectric 0—40 A.

Măsurarea turației la arborele alternatorului se realizează cu traductor fotoelectronic și este afișată analogic. Traductorul de turație este compus dintr-un fototranzistor și o sursă

luminoasă cu incandescență (2W). Captarea impulsurilor luminoase se face indirect, prin reflexia luminii de către suprafața frontală a aripioarelor ventilatorului alternatorului de încercat. Întregul dispozitiv este fixat rigid de placa suport a alternatorului astfel încît se elimină orice influență perturbatoare provocată de vibrații și de alți factori mecanici. Schema de măsurare electronică este prevăzută să funcționeze în condițiile captării și prelucrării a 11 impulsuri de lumină la o rotație (corespunzător numărului de aripioare ale ventilatorului). Avantajul principal al sistemului de măsurare a turației adoptat constă în faptul că acesta intră în funcțiune prin simpla montare a alternatorului. Precizia de măsurare este constantă pînă la 10 000 rot/min.

Ampermetrul pentru măsurarea curentului de excitație (0—6A) semnalizează prezența curentului de preexcitație necesar amorsării inițiale a alternatorului; în timpul probelor acesta măsoară curentul de excitație absorbit de alternator la tensiunea reglată. În acest fel se poate controla și starea circuitului inductor.

Vizualizarea formei de undă a tensiunii reglate. Pentru vizualizarea formei de undă și depistarea unor defecțiuni ale redresorului, incorporat în alternator, instalația este echipată cu un osciloscop tip E 0102. Formele de undă ale tensiunii la bornele alternatorului pentru un redresor bun și un redresor defect (diodă străpunsă) sînt ilustrate în figurile 6 și 7.

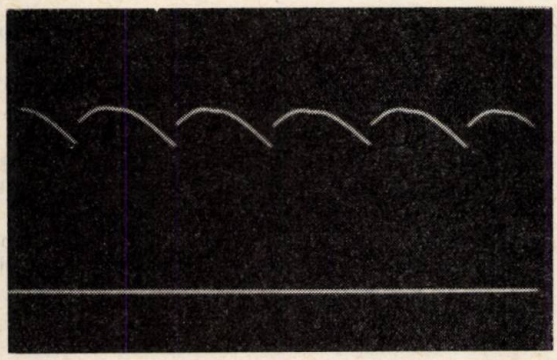


Fig. 6. Forma de undă a tensiunii la bornele unui alternator bun.

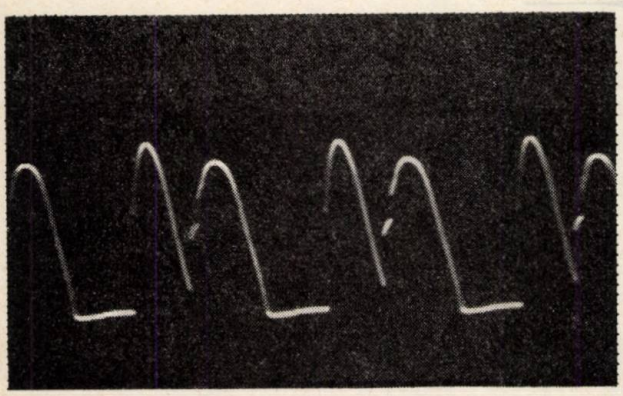


Fig. 7. Forma de undă a tensiunii la bornele unui alternator defect (o diodă străpunsă).

Sarcina electronică automată. Instalația pentru încercarea alternatoarelor a impus realizarea unei sarcini electronice automate care să simuleze bateria (de 12 sau 24 V) în timpul încărcării și să păstreze la borne o tensiune constantă ($14 \pm 0{,}3$V; $27{,}5 \pm 0{,}1$V) pentru curenți între zero și valoarea maximă pentru fiecare tip de alternator (40 A pentru alternatoarele de 12 V și 20 A pentru alternatoarele de 24 V). Rezistența statică a sarcinii electronice trebuie să fie variabilă, corespunzător valorii curentului absorbit, iar rezistența dinamică trebuie să fie cît mai mică. Pentru aceasta s-a folosit o sursă de tensiune cu regulator paralel.

Schema-bloc a sarcinii electronice este reprezentată în figura 8. Sarcina electronică a fost realizată sub formă dipolară. Performanțele privind rezistența dinamică mică sînt realizate

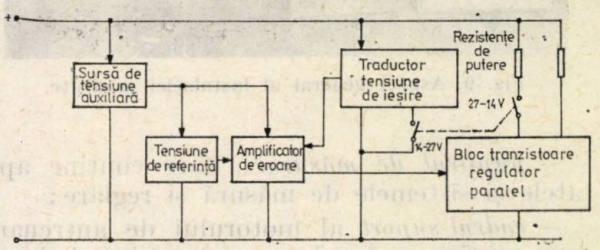


Fig. 8. Schema-bloc a sarcinii electronice automate.

prin folosirea unui amplificator de eroare cu amplificare mare. Alimentarea amplificatorului se face de la o tensiune mică, 8V, obținută de la o sursă auxiliară care asigură o bună stabilizare în intervalul tensiunilor de intrare 14—28V.

Amplificatorul de eroare are două etaje, primul fiind de tip diferențial. Ieșirea se face printr-un repetor pe emitor, care comandă blocul regulator paralel. Acest bloc este realizat din 8 tranzistoare 2N 3055 conectate în paralel și este comandat de către un alt tranzistor de același tip printr-un montaj Darlington.

Deoarece puterea disipată maximă este de aproximativ 600 W, iar curentul maxim este limitat ca valoare, în circuitul colectorului tranzistoarelor din blocul regulator paralel au fost montate rezistențe de putere pe care se disipă cea mai mare parte din putere, în condițiile cele mai defavorabile.

Sistem de simulare a condițiilor reale. Încărcarea alternatorului, pentru efectuarea probelor, se realizează pe sarcina electronică automată (fără baterie de acumulatoare). Pentru mărirea fiabilității instalației s-a prevăzut și un sistem de simulare a condițiilor reale de funcționare (baterie de acumulatoare, rezistențe de sarcină și regulator de tensiune). Acest sistem permite în caz de necesitate efectuarea unor probe în condiții de funcționare similare cu cele de pe autovehicule.

Din punct de vedere constructiv, instalația realizată se compune din trei corpuri separate (fig. 9) și anume :

— *dulapul de comandă*, care conține redresorul comandat, blocul de comandă tiristoare, elemente de protecție și instalația de comandă ;

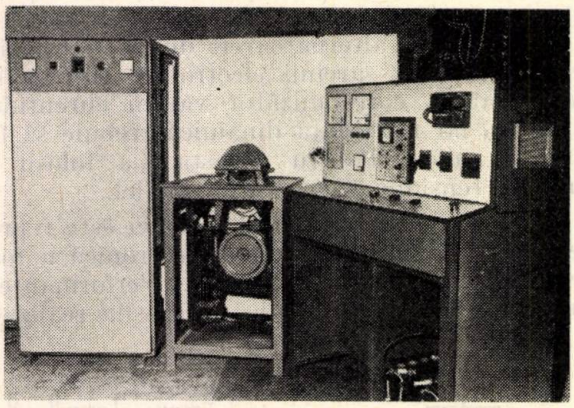


Fig. 9. Aspect general al instalației realizate.

— *pupitrul de măsurare*, care conține aparatele și sistemele de măsură și reglare ;

— *cadrul-suport* al motorului de antrenare, care conține motorul, servomecanismul de întindere a curelei de antrenare, dispozitivul de fixare și traductorul fotoelectronic.

Caracteristicile funcționale ale instalației sînt :

— puterea motorului de acționare $P_N = 3{,}5$kW ;
— domeniul de variație a turației 0—9 000 rot/min ;
— tensiunile de încercare 14 sau 28 V ;
— curentul de sarcină maxim $I_{s\max} = 50$ A ;
— durata minimă a ciclului $T_{\min} = 100$s ;
— durata minimă a pauzei $T_p = 15$ s.

Instalația a fost concepută pentru a fi deservită de la pupitrul de măsurare, de către o singură persoană, asigurîndu-se condiții optime la locul de muncă. În acest sens manevrele auxiliare au fost reduse constructiv la minimum, astfel încît atenția operatorului să fie integral concentrată asupra aparatelor de măsură. Fiind proiectată pentru realizarea încercărilor de recepție la beneficiar, instalația permite verificarea pe schimb a unui număr de 200 alternatoare de 12 sau 24 V din seria 1 100.

Instalația prezentată, de concepție proprie, a fost realizată pe baza unui contract de cercetare științifică și se află în funcțiune la întreprinderea de autocamioane din Brașov.

3. Concluzii

Față de alte instalații similare, instalația realizată permite încercarea în două regimuri distincte atît a alternatoarelor de 12V cît și a celor de 24V. Este prima instalație de acest gen concepută și realizată în țara noastră. Fiind executată din trei corpuri constructive separate, se obțin dimensiuni de gabarit reduse, o dispunere optimă și se elimină influența vibrațiilor mecanice asupra echipamentului electric și electronic, ceea ce conferă instalației o fiabilitate sporită.

Fiind echipată cu elemente care se fabrică în țară, instalația aduce o importantă economie de valută.

Bibliografie

[1] *Postelnicu, Gh.* și *Brânzescu, A.* Echipament electric pentru autovehicule. București, Editura tehnică, 1972.
[2] * * * : Alternator tip 1 150. N.I.D. 2943—71. I.E.P.S.
[3] * * * : Alternator SR tip 1 110. N.I.D. 2615—69. I.E.P.S.
[4] *Heumann, K.* și *Stumpe, A.* Thyristoren. Eigenschaften und Anwendungen. Stuttgart, B.G. Teubner Verlag, 1974.
[5] *Weinrich, G.* ș.a. Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide, vol. I și II. București, Editura tehnică, 1970.

CZ 621.312.54:537.228.1

FILTRE PIEZOCERAMICE
ORGANIGRAME DE CALCUL

Proiectarea asistată de calculator a filtrelor piezoceramice cu oscilații longitudinale și polarizare transversală

OVIDIU IANCU, PAUL ȘCHIOPU*-București

1. Principiul de funcționare și relații de proiectare

Filtrele piezoceramice cu oscilații longitudinale îndeplinesc funcțiuni de circuit pe baza procesării analogice a semnalelor electrice transformate în oscilații elastice longitudinale care se propagă într-un mediu piezoceramic. Semnalul electric aplicat la intrarea filtrului excită prin efect piezoelectric invers oscilații elastice în traductorul format de extremitatea stîngă a dispozitivului (fig. 1). Aceste oscilații se pro-

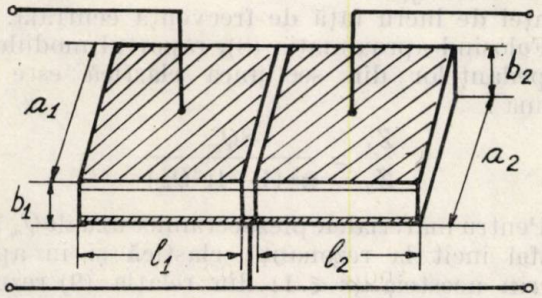


Fig. 1. Configurația filtrului piezoceramic cu oscilații longitudinale și polarizare transversală.

pagă în extremitatea dreaptă fiind transformate, prin efect piezoelectric direct, în semnalul electric de ieșire. Funcțiunea de filtru trece bandă se datorează propagării rezonante a oscilațiilor elastice în mediul de formă paralelipipedică.

În structura studiată materialul piezoceramic posedă polarizație spontană pe o direcție perpendiculară pe cea de propagare a oscilațiilor elastice. Pentru acest tip de polarizare, folosind schemele echivalente Mason [1] pentru cele două traductoare cuplate elastic, rezultă schema echivalentă în complex simplificat a filtrului

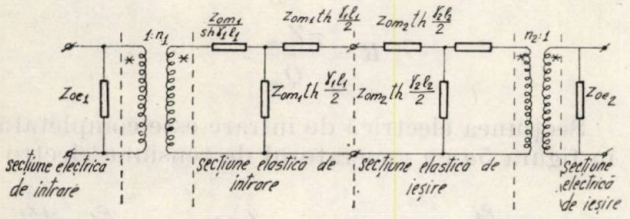


Fig. 2. Schema echivalentă a filtrului piezoceramic cu oscilații longitudinale și polarizare transversală.

[3, 4] prezentată în figura 2 în care semnificațiile notațiilor sînt următoarele :

Z_{om1}, Z_{om2} sînt impedanțele caracteristice elastice ale celor două traductoare ;

γ_1, γ_2 — constantele de propagare a oscilațiilor elastice ;

Z_{oe1}, Z_{oe2} — impedanțele caracteristice electrice ;

n_1, n_2 — rapoartele de transformare (mărimi dimensionale) ale transformatoarelor de cuplaj între secțiunile electrice și elastice ale schemei echivalente.

Mărimile caracteristice din schema echivalentă [1, 4] au următoarele expresii ($i = 1$ pentru traductorul de intrare și $i = 2$ pentru cel de ieșire) :

$$Z_{omi} = a_i b_i \cdot \left[\frac{\rho}{s_{11}^E} \cdot \frac{Q_m (1 + Q_m)}{1 + Q_m^2} \right]^{1/2}, \tag{1}$$

$$\gamma_i = j2\pi f (\rho s_{11}^E)^{1/2}, \tag{2}$$

$$Z_{oei} = R_{oei} - jX_{oei},$$

$$R_{oei} = \frac{b_i \cdot Q_e}{2\pi f a_i l_i \varepsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2)(1 + Q_e^2)}, \tag{3}$$

$$X_{oei} = \frac{b_i \cdot Q_e^2}{2\pi f a_i l_i \varepsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2)(1 + Q_e^2)}, \tag{4}$$

$$n_i = a_i k_{31} \cdot \left(\frac{\varepsilon_{33}^T Q_m}{s_{11}^E Q_e} \cdot \frac{j - Q_e}{j - Q_m} \right)^{1/2}, \tag{5}$$

în care :

ρ este densitatea materialului piezoceramic ;
s_{11}^E — componenta tensorului complianță la cîmp electric constant ;
Q_m — factorul de calitate elastic ;
$j = \sqrt{-1}$;
f — frecvența semnalului electric aplicat la intrare ;
ε_{33}^T — componenta tensorului permitivitate dielectrică la tensiune elastică constantă ;
k_{31} — coeficientul de cuplaj piezoelectric ;
Q_e — factorul de calitate electric.

Pentru adaptarea elastică la cuplajul celor două traductoare se impune $Z_{om1} = Z_{om2} = Z_{om}$ rezultînd din relația (1) egalitatea $a_1 b_1 = a_2 b_2$. De asemenea, din condiția ca cele două traductoare se prezintă aceeași frecvență de rezonanță

* Dr. ing. *Iancu, O.* este conferențiar, iar ing. *Șchiopu, P.* asistent la Institutul politehnic — București.

elastică rezultă $l_1 = l_2 = l$. Cele două traductoare fiind realizate din același material piezoceramic, de fapt printr-o singură operație tehnologică, din relația (2) rezultă $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$. Ținînd seama de cele menționate rezultă următoarele egalități între impedanțele secțiunii elastice a schemei echivalente din figura 2:

$$\frac{Z_{om1}}{\operatorname{sh}\gamma_1 l_1} = \frac{Z_{om2}}{\operatorname{sh}\gamma_2 l_2},$$

$$Z_{om1} \cdot \operatorname{th}\frac{\gamma_1 l_1}{2} = Z_{om2} \cdot \operatorname{th}\frac{\gamma_2 l_2}{2}. \qquad (6)$$

Schema echivalentă a filtrului se poate simplifica [5] folosind echivalența rețelelor prezentate în figura 3 cu ajutorul căreia rezultă schema din figura 4*a*. Trecînd impedanțele $Z_{cm}/\operatorname{sh}\gamma l$ peste transformatoarele cu raport 1/2 și combinînd

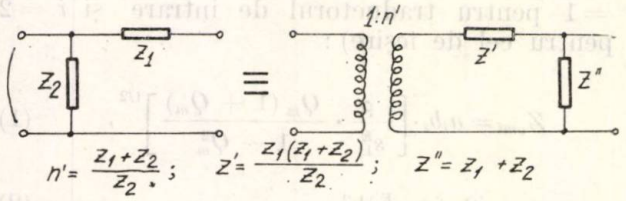


Fig. 3. Rețele echivalente utilizate pentru simplificarea schemei din figura 2.

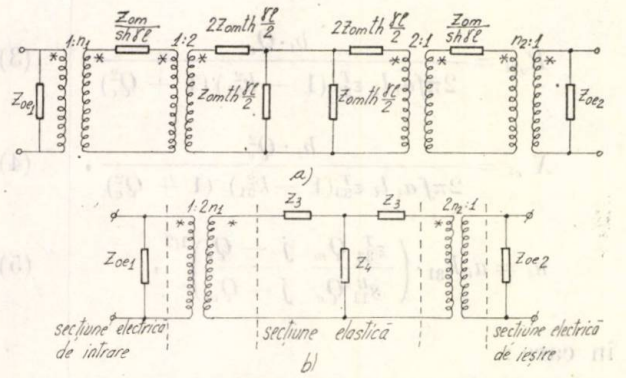


Fig. 4. Scheme echivalente simplificate pentru filtrul piezoceramic cu oscilații longitudinale și polarizare transversală.

impedanțele serie și paralel rezultă schema echivalentă a filtrului piezoceramic prezentată în figura 4*b* în care:

$$Z_3 = \frac{2Z_{om}}{\operatorname{th}\dfrac{\gamma l}{2}},$$

$$Z_4 = \frac{Z_{om}}{2} \cdot \operatorname{th}\frac{\gamma l}{2}.$$

Pentru determinarea relațiilor de dependență a caracteristicilor filtrului piezoceramic de dimensiunile sale geometrice, de parametrii de material și de impedanțele de generator și de sarcină sînt necesare unele aproximări. Astfel, în ceea ce privește secțiunea elastică se ține seama că la frecvența centrală f_c a benzii de trecere a filtrului cele două traductoare au lungimea egală cu jumătate din lungimea de undă elastică rezultînd pentru frecvența centrală următoarea expresie:

$$f_c = \frac{1}{2l\sqrt{\rho s_{11}^E}}. \qquad (7)$$

Prin dezvoltare în serie în jurul acestei frecvențe se obține:

$$\operatorname{th}\frac{\gamma l}{2} \cong \frac{4Q_m}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + j2r\,Q_m}, \qquad (8)$$

unde $r = \dfrac{f - f_c}{f_c}$ este abaterea relativă a frecvenței de lucru față de frecvența centrală.

Folosind aproximația (8), raportul modulelor impedanțelor din secțiunea elastică este de forma:

$$\frac{Z_4}{Z_3} \simeq \frac{8Q_m^2}{\pi^2(1 + 4r^2Q_m^2)} \qquad (9)$$

Pentru materialele piezoceramice uzuale $Q_m \gg 1$, astfel încît la rezonanța elastică și în apropierea acesteia ($r \ll 1$) din relația (9) rezultă că impedanța transversală Z_4 poate fi neglijată în secțiunea elastică. Cu această observație secțiunea elastică se reduce la impedanța longitudinală $2Z_3$ care în jurul frecvenței centrale se echivalează cu un circuit discret serie RLC în care grupul LC modelează rezonanța elastică, iar R caracterizează pierderile de natură elastică. Ținînd seama de aproximația (8), elementele discrete au următoarele expresii:

$$C = \frac{1}{2\pi^2 f_c Z_{om}},$$

$$L = \frac{Z_{om}}{2f_c}, \qquad (10)$$

$$R = \frac{\pi Z_{om}}{Q_m}.$$

Secțiunea electrică de intrare este completată în figura 5*a* cu generatorul de tensiune electro-

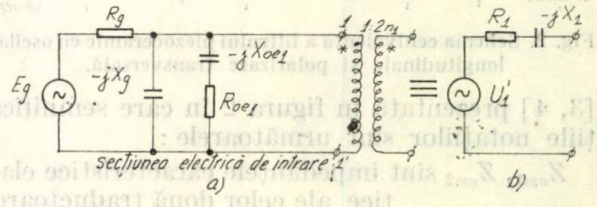


Fig. 5. Schema echivalentă a secțiunii de intrare a filtrului piezoceramic, completată cu generator de tensiune electromotoare.

motoare E_g și rezistență internă R_g, precum și cu capacitatea parazită de reactanță X_g. Circuitul electric din stînga bornelor 1 — 1' se echivalează, conform teoremei Thevenin cu un generator de tensiune $\underline{U}_1$ și impedanță internă Z_{in} avînd următoarele expresii :

$$\underline{U}_1 = \frac{-jX_g(R_{oe1} - jX_{oe1})}{R_g[R_{oe1} - j(X_g + X_{oe1})] - jX_g(R_{oe1} - jX_{oe1})} \cdot E_g,$$

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$$

$$R_{in} = \frac{R_g X_g^2 (X_{oe1}^2 + R_g R_{oe1} + R_{oe1}^2)}{(R_g R_{oe1} - X_g X_{oe1})^2 + (R_g X_g + R_g X_{oe1} + R_{oe1} X_g)^2},$$

$$X_{in} = -\frac{R_g^2 X_g (R_{oe1} + X_g X_{oe1} + X_{oe1}^2)}{(R_g R_{oe1} - X_g X_{oe1})^2 + (R_g X_g + R_g X_{oe1} + R_{oe1} X_g)^2}.$$

Transferată în secțiunea elastică, secțiunea electrică de intrare are schema echivalentă din figura 5*b* în care :

$$\underline{U}_1' = 2n_1 \underline{U}_1,$$
$$Z_1 = R_1 + jX_1 = 4n_1^2 (R_{in} + jX_{in}). \quad (11)$$

Schema echivalentă a secțiunii electrice de ieșire este completată în figura 6*a* cu sarcina

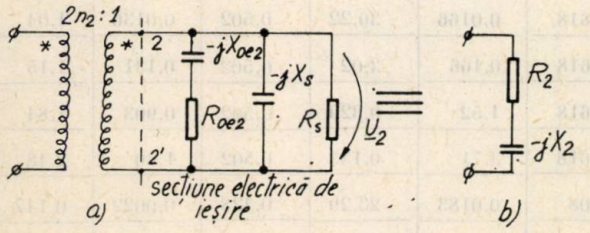


Fig. 6. Schema echivalentă a secțiunii de ieșire a filtrului piezoceramic completată cu impedanța de sarcină.

avînd rezistența R_s în paralel cu reactanța — $-X_s$. Impedanța secțiunii electrice de ieșire la bornele 2 — 2' are expresia :

$$Z_{22'} = R_e + jX_e,$$

$$R_e = \frac{R_s X_s^2 (X_{oe2}^2 + R_s R_{oe2} + R_{oe2}^2)}{(R_e R_{oe2} - X_s X_{oe2})^2 + (R_s X_s + R_s X_{oe2} + R_{oe2} X_s)^2},$$

$$X_e = -\frac{R_s^2 X_s (R_{oe2} + X_s X_{oe2} + X_{oe2}^2)}{(R_s R_{oe2} - X_s X_{oe2})^2 + (R_s X_s + R_s X_{oe2} + R_{oe2} X_s)^2}.$$

Această impedanță transferată în secțiunea elastică conduce pentru secțiunea electrică de ieșire la schema echivalentă din figura 6*b* în care :

$$\underline{U}_1^2 = 2n_2 \underline{U}_2,$$
$$R_2 + jX_2 = 4n_2^2 (R_e + jX_e). \quad (12)$$

Folosind pentru secțiunea elastică schema echivalentă cu constante concentrate valabilă în vecinătatea frecvenței de rezonanță, iar pentru secțiunile electrice de intrare și ieșire schemele din figurile 5*b* și respectiv 6*b* rezultă schema echivalentă a filtrului piezoceramic pre-

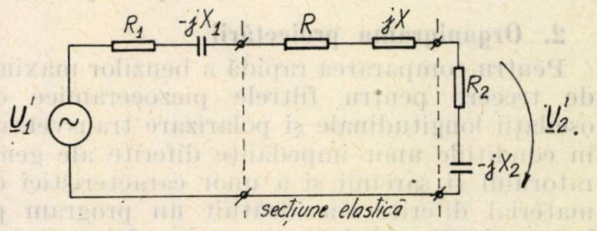


Fig. 7. Schema echivalentă a filtrului piezoceramic în apropierea frecvenței de rezonanță.

zentată în figura 7. Analizînd pe această schemă banda de trecere a filtrului la 3 dB rezultă :

$$B = \frac{f_c}{Q_m} \cdot (1 + x + y), \quad (13)$$

unde :

$$x = \frac{k_r R_g^2 X_g [X_{oe1}(1 + Q_e^{-2}) + R_g Q_e^{-1}]}{X_{oe1}^2 (R_g Q_e^{-1} - X_g)^2 + [R_g (X_g + X_{oe1}) + X_g X_{oe1} Q_e^{-1}]^2}, \quad (14)$$

$$y = \frac{k_r R_s^2 X_s [X_{oe2}(1 + Q_e^{-2}) + R_s Q_e^{-1}]}{X_{oe2}^2 (R_s Q_e^{-1} - X_s)^2 + [R_s (X_s + X_{oe2}) + X_s X_{oe2} Q_e^{-1}]^2}, \quad (15)$$

$$k_r = \frac{2Q_m k_{31}}{\pi^2 (1 - k_{31}^2)}.$$

Pentru filtrul considerat, impunînd caracteristicile de material și impedanțele generatorului și ale sarcinii, banda maximă rezultă în cazul în care mărimile de calcul x și y au valori maxime în funcție de reactanțele impedanțelor caracteristice electrice. Din condițiile :

$$\frac{\partial x}{\partial X_{oe1}} = 0,$$

$$\frac{\partial y}{\partial X_{oe2}} = 0,$$

rezultă :

$$X_{oe1} = \frac{[(1 + Q_e^{-2}) R_g^2 X_g^2 - 2R_g^2 X_g (R_g + X_g Q_e^{-1}) Q_e^{-1}]^{1/2}}{(1 + Q_e^{-2})(R_g^2 + X_g^2)^{1/2}}, \quad (16)$$

$$X_{oe2} = \frac{[(1 + Q_e^{-2}) R_s^2 X_s^2 - 2R_s^2 X_s (R_s + X_s Q_e^{-1}) Q_e^{-1}]^{1/2}}{(1 + Q_e^{-2})(R_g^2 + X_g^2)^{1/2}}. \quad (17)$$

Relaţiile (16) şi (17) oferă valorile optime din punct de vedere al benzii de trecere pentru reactanţele impedanţelor caracteristice electrice, adică, prin intermediul relaţiei (4), valorile optime pentru rapoartele $\frac{a_1}{b_1}$ şi $\frac{a_2}{b_2}$.

2. Organigrama proiectării

Pentru compararea rapidă a benzilor maxime de trecere pentru filtrele piezoceramice cu oscilaţii longitudinale şi polarizare transversală în condiţiile unor impedanţe diferite ale generatorului şi sarcinii şi a unor caracteristici de material diferite s-a alcătuit un program pe baza relaţiilor deduse în paragraful anterior. Organigrama acestui program este prezentată în figura 8. Datele iniţiale ale proiectării sînt :

f_c — frecvenţa centrală ;

Z_g — impedanţele generatorului şi Z_s ale sarcinii ;

ρ, s_{11}^E, Q_m, ε_{33}^T, Q_e, k_{31} — parametrii materialului piezoceramic.

Relaţia (7) defineşte lungimea $l = l_1 = l_2$ a secţiunilor la frecvenţa de acord iar relaţiile 4, 16 şi 17 permit determinarea valorilor optime ale rapoartelor $\frac{a_1}{b_1}$ şi $\frac{a_2}{b_2}$. Din raţiuni de ordin tehnologic se alege $b_1 = b_2 = \frac{l}{(5 \ldots 10)}$. Pentru dimensiunile geometrice astfel determinate relaţiile 13 ÷ 15 permit calculul benzii de trecere a filtrului.

Programul este prevăzut cu date de materiale [2, 6] pentru ceramicele piezoelectrice cu utilizare mai largă în prezent : *PZT*-4, *PZT*-5*A*, *PZT*-5*H*, *PZT*-7 şi *PZT*-8*A*.

3. Rezultate

Pentru exemplificare, programul de calcul a fost folosit la determinarea dimensiunilor geometrice optime şi a benzilor de trecere pentru un filtru cu oscilaţii longitudinale cu următoarele date :

— frecvenţa centrală $f_c = 455$ kHz ;
— generator cu $R_g = 500\,\Omega$ şi $C_g = 30$ pF ;
— rezistenţa de sarcină variabilă în trepte în

Proiectarea filtrului de tip transversal-transversal *Tabelul 1*

Materialul	R_s, kΩ	l_1, mm	$\frac{a_1}{b_1}$	a_1, mm	b_1, mm	x	l_2, mm	$\frac{a_2}{b_2}$	a_2, mm	b_2, mm	y	B, kHz
PZT 4	0,05	3,618	0,166	3,025	0,502	0,131	3,618	0,0166	30,22	0,502	0,0136	1,04
	0,5	3,618	0,166	3,025	0,502	0,131	3,618	0,166	3,02	0,502	0,131	1,15
	5	3,618	0,166	3,025	0,502	0,131	3,618	1,52	0,329	0,502	0,903	1,84
	50	3,618	0,166	3,025	0,502	0,131	3,618	3,71	0,135	0,502	1,60	2,48
PZT 5*A*	0,05	3,08	0,183	2,33	0,428	0,022	3,08	0,0183	23,29	0,428	0,0022	0,147
	0,5	3,08	0,183	2,33	0,428	0,022	3,08	0,183	2,33	0,428	0,022	0,27
	5	3,08	0,183	2,33	0,428	0,022	3,08	1,67	0,255	0,428	0,151	1,05
	50	3,08	0,183	2,33	0,428	0,022	3,08	3,79	0,112	0,428	0,287	1,9
PZT 5*H*	0,05	3,12	0,358	1,21	0,433	0,025	3,12	0,0358	12,09	0,433	0,0026	0,19
	0,5	3,12	0,358	1,21	0,433	0,025	3,12	0,358	1,21	0,433	0,025	0,35
	5	3,12	0,358	1,21	0,433	0,025	3,12	3,26	0,132	0,433	0,172	1,38
	50	3,12	0,358	1,21	0,433	0,025	3,12	7,41	0,058	0,433	0,32	2,4
PZT 7*A*	0,05	3,85	0,059	9,04	0,535	0,128	3,85	0,0059	90,28	0,535	0,013	0,1
	0,5	3,85	0,059	9,04	0,535	0,128	3,85	0,059	9,042	0,535	0,128	0,194
	5	3,85	0,059	9,04	0,535	0,128	3,85	0,54	0,99	0,535	0,88	0,76
	50	3,85	0,059	9,04	0,535	0,128	3,85	1,24	0,428	0,535	1,65	1,35
PZT 8	0,05	3,68	0,135	3,77	0,511	0,219	3,68	0,0136	37,66	0,511	0,0288	0,11
	0,5	3,68	0,135	3,77	0,511	0,219	3,68	0,135	3,77	0,511	0,219	0,2
	5	3,68	0,135	3,77	0,511	0,219	3,68	1,24	0,41	0,511	1,51	0,79
	50	3,68	0,135	3,77	0,511	0,219	3,68	3,03	0,168	0,511	2,68	1,33

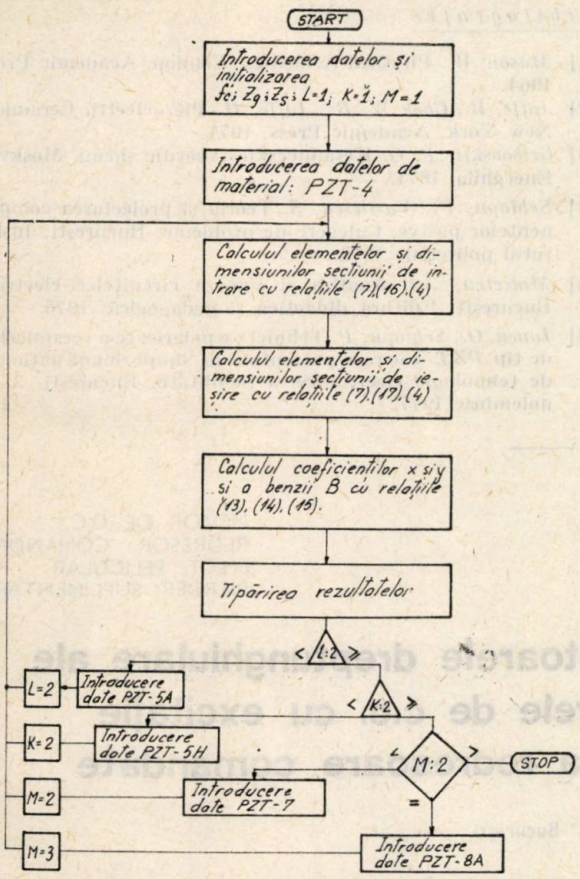


Fig. 8. Organigrama proiectării dimensionale a filtrului piezoceramic cu oscilații longitudinale și polarizare transversală.

domeniul 50Ω...50 kΩ; capacitatea parazită a sarcinii $C_s = 30$ pF.

Rezultatele obținute sînt sistematizate în tabelul 1. Se remarcă faptul că banda de trecere pentru acest tip de filtru este relativ îngustă, de ordinul kiloherților, crescătoare cu creșterea rezistenței de sarcină. Materialul *PZT*-4 favorizează o bandă de trecere mai largă, în timp ce materialele *PZT*-7A și *PZT*-8 permit o bandă de trecere mai îngustă. În general o bandă de trecere mai largă este posibilă în cazul acestui tip de filtru piezoceramic utilizînd materiale cu factori de calitate elastic și electric mai mici și cu coeficient de cuplaj piezoelectric mai mare. Impunînd impedanțele de sarcină și generator egale rezultă dimensiuni egale ale secțiunilor filtrului ceea ce este mai comod de realizat tehnologic fără a afecta în mod serios banda de trecere.

Rezultatele obținute au fost verificate experimental pentru ceramica piezoelectrică *PZT*-4 realizîndu-se un filtru cu configurația din figura 1 și următoarele dimensiuni geometrice:

$$l_1 = l_2 = 3{,}618 \text{ mm},$$
$$a_1 = a_2 = 3{,}025 \text{ mm},$$
$$b_1 = b_2 = 0{,}502 \text{ mm}.$$

Pentru acest filtru în figura 9 sînt trasate caracteristicile de ieșire în funcție de frecvență (parametru rezistența de sarcină). Pentru $R_s = 0{,}5$ kΩ, $R = 0{,}5$kΩ s-a obținut experimental banda de 1,1 kHz comparativ cu banda teoretică de 1,15 kHz (tabelul 1). Din figura 9 se

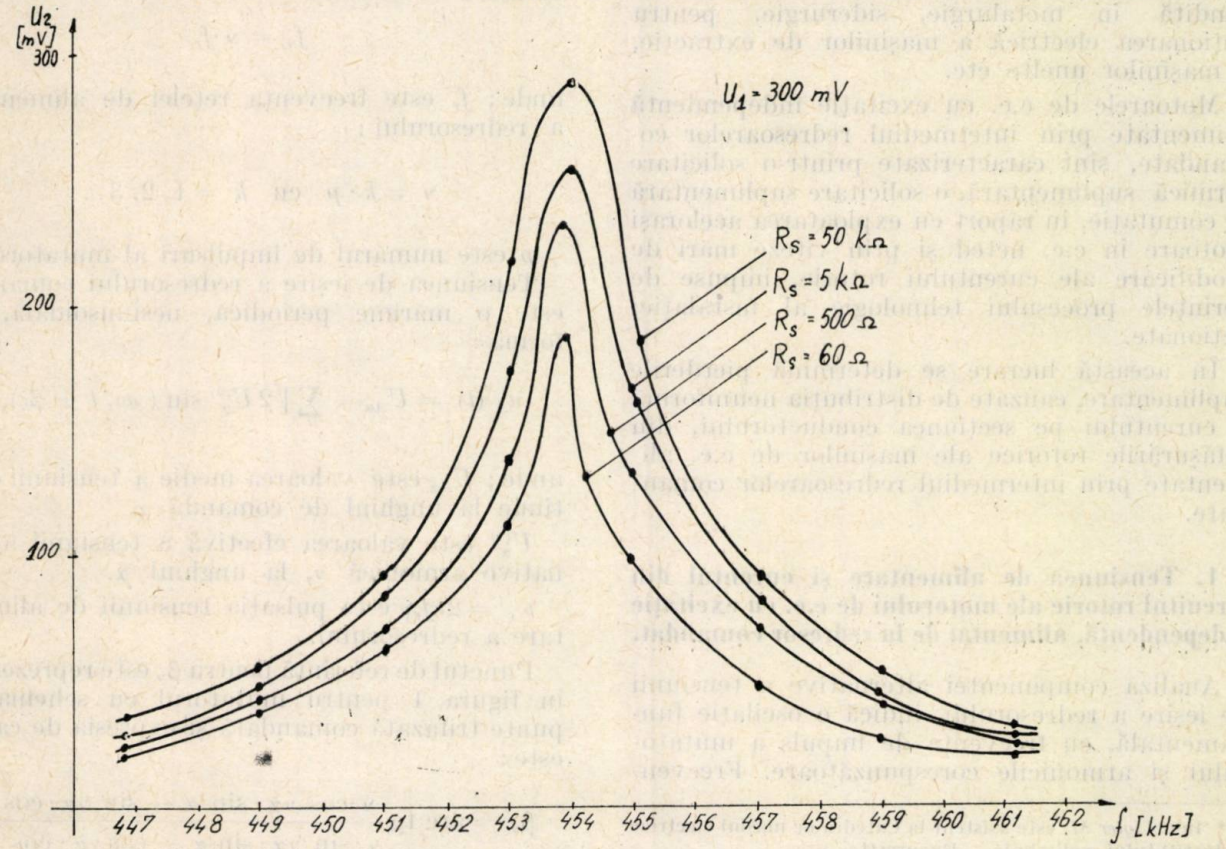


Fig. 9. Caracteristicile de ieșire în funcție de frecvență (parametru rezistența de sarcină) pentru filtrul piezoceramic realizat pe *PZT*—4.

remarcă de asemenea că folosirea unor dimensiuni egale ale secțiunilor filtrului nu modifică esențial banda de trecere teoretică (tabelul 1) calculată pentru cazul ideal al dimensiunilor inegale ale filtrului.

Se remarcă faptul că metoda propusă și programul de calcul elaborat oferă rapid posibilitatea determinării dimensiunilor geometrice ale filtrului în condițiile maximalizării benzii de trecere pentru diverse tipuri de materiale piezoceramice, rezultatele experimentale obținute concordînd cu cele teoretice.

Bibliografie

[1] *Mason, W.* Physical Acoustics. London, Academic Press 1964.

[2] *Jaffe, B., Cook, W. R., Jaffe, H.* Piezoelectric Ceramics. New York, Academic Press, 1971.

[3] *Gribovskii, P. O.* Keramiceskie tveordie shemi. Moskva. Energhiia, 1971.

[4] *Schiopu, P., Vasilescu, S.* Teoria și proiectarea componentelor pasive. Culegere de probleme. București, Institutul politehnic 1976.

[5] *Mateescu, Ad.* Analiza și sinteza circuitelor electrice București, Editura didactică și pedagogică, 1975.

[6] *Iancu, O., Schiopu, P.* Tehnici de polarizare a ceramicelor de tip *PZT*. Lucrare prezentată la Simpozionul național de tehnologie electronică și fiabilitate, București, 3—5 noiembrie 1977.

CZ 621.3.018.44 : 621.313.045.15

MOTOR DE C.C.
REDRESOR COMANDAT
EFECT PELICULAR
PIERDERI SUPLIMENTARE

Pierderi suplimentare în conductoarele dreptunghiulare ale înfășurării rotorice la motoarele de c.c. cu excitație independentă, alimentate de la redresoare comandate

MATILDA ȚIGLER*-București

Utilizarea redresoarelor comandate pentru alimentarea motoarelor de c.c. este larg răspîndită în metalurgie, siderurgie, pentru acționarea electrică a mașinilor de extracție, a mașinilor unelte etc.

Motoarele de c.c. cu excitație independentă alimentate prin intermediul redresoarelor comandate, sînt caracterizate printr-o solicitare termică suplimentară, o solicitare suplimentară la comutație, în raport cu exploatarea acelorași motoare în c.c. neted și prin viteze mari de modificare ale curentului rotoric, impuse de cerințele procesului tehnologic al instalației acționate.

În această lucrare se determină pierderile suplimentare, cauzate de distribuția neuniformă a curentului pe secțiunea conductorului, din înfășurările rotorice ale mașinilor de c.c. alimentate prin intermediul redresoarelor comandate.

1. Tensiunea de alimentare și curentul din circuitul rotoric ale motorului de c.c. cu excitație independentă, alimentat de la redresor comandat.

Analiza componentei alternative a tensiunii de ieșire a redresorului, indică o oscilație fundamentală, cu frecvența de impuls a mutatorului și armonicile corespunzătoare. Frecvențele f_ν, ale armonicilor de tensiune, sînt date de relația ;

$$f_\nu = \nu \cdot f_r \qquad (1)$$

unde ; f_r este frecvența rețelei de alimentare a redresorului :

$$\nu = k \cdot p \quad \text{cu} \quad k = 1, 2, 3 \ldots$$

p este numărul de impulsuri al mutatorului.

Tensiunea de ieșire a redresorului comandat este o mărime periodică, nesinusoidală, de forma :

$$u_A(t) = U_{A\alpha} + \sum_\nu \sqrt{2}\, U_\alpha^{(\nu)} \sin(\nu\omega_r t + \beta_\nu), \quad (2)$$

unde ; $U_{A\alpha}$ este valoarea medie a tensiunii continue la unghiul de comandă α.

$U_\alpha^{(\nu)}$ este valoarea efectivă a tensiunii alternative armonică ν, la unghiul α.

$\omega_r = 2\pi f_r$, este pulsația tensiunii de alimentare a redresorului.

Punctul de referință pentru β_ν este reprezentat în figura 1 pentru mutatorul cu schema în punte trifazată comandată și expresia de calcul este ;

$$\beta_\nu = \operatorname{arc\,tg} \frac{\nu \cdot \cos \nu\alpha \cdot \sin \alpha - \sin \nu\alpha \cdot \cos \alpha}{\nu \cdot \sin \nu\alpha \cdot \sin \alpha + \cos \nu\alpha \cdot \cos \alpha}$$

* Ing. *Țigler M.* este asistent la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic — București.

Dacă U_{A0} este tensiunea continuă la mersul în gol ideal, la $\alpha = 0$, se pot scrie relaţiile [1, 2];

$$U_{A\alpha} = U_{A0} \cdot \varphi(\alpha); \quad U_{\alpha}^{(\nu)} = U_{A0} \cdot \varphi_{\nu}(\alpha);$$

$$U_{A0} = U_L \cdot q \tag{3}$$

U_L este tensiunea de racordare a redresorului comandat. Funcţiile de comandă $\varphi(\alpha)$, $\varphi_{\nu}(\alpha)$

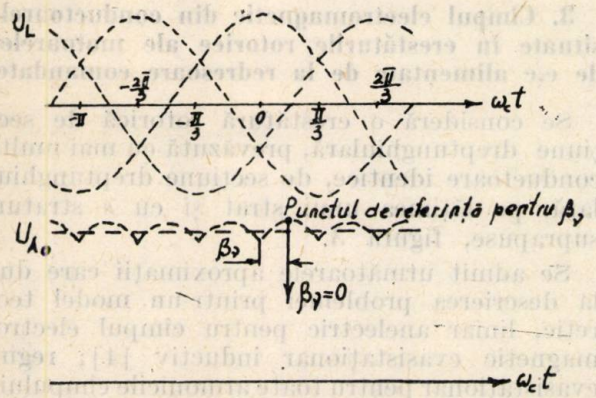


Fig. 1. Tensiunile în cazul redresorului cu schema în punte trifazată comandată.

şi factorul q sînt dependente de schema de conectare a redresorului (punte trifazată comandată, punte trifazată semicomandată, punte monofazată semicomandată, etc.).

Ecuaţiile de bază ale motorului de c.c. cu excitaţie independentă, alimentat prin intermediul redresorului comandat sînt;

$$\begin{cases} U_{A\alpha} + \sum\limits_{\nu} \sqrt{2}\, U_{\alpha}^{(\nu)} \cdot \sin(\nu\omega_r t + \beta_\nu) = R \cdot i_A + \\ \qquad + L\dfrac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + C_m\ \Omega \\ J\dfrac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = C_m \cdot i_A - M_s \end{cases}, \tag{4}$$

R şi L reprezintă rezistenţa respectiv inductivitatea din circuitul rotoric. La maşinile de c.c. cu excitaţie independentă, acestea înglobează efectul total al înfăşurării rotorice, al înfăşurării polilor auxiliari şi eventual al înfăşurării de compensare, dintre care prima are în general ponderea cea mai mare.

În ipoteza unui cuplu de sarcină M_s constant, se foloseşte transformata Laplace [3] pentru rezolvarea sistemului în raport cu necunoscutele i_A şi Ω. Curentul stabilit în circuitul rotoric, în regim staţionar, este;

$$i_A = I_A + \sum_{\nu} \sqrt{2}\, I_{\alpha}^{(\nu)} \sin(\nu\omega_r t + \gamma_\nu), \tag{5}$$

unde:

$$I_A = \frac{M_s}{C_m}. \tag{6}$$

reprezintă valoarea medie a curentului din circuitul rotoric.

$$I_{\alpha}^{(\nu)} = \frac{U_{A0}}{R \cdot \mathrm{tg}\,\rho} \cdot \frac{\varphi_{\nu}(\alpha)}{\nu} \cdot \frac{\nu^2\omega_r^2 \sqrt{(\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2 - 4\beta^2\nu^2\omega_r^2}}{4\beta^2\nu^2\omega_r^2 + (\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2}, \tag{7}$$

reprezintă valoarea efectivă a curentului alternativ, armonică ν şi

$$\gamma_\nu = \beta_\nu + \frac{\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2}{2\beta\nu\omega_r} \tag{8}$$

În expresiile anterioare s-au folosit notaţiile:

$$\mathrm{tg}\ \varphi = \frac{L\omega_r}{R}; \quad \beta = \frac{1}{2\ \mathrm{tg}\varphi}; \quad \gamma_1 = \frac{C_m^2}{J \cdot R \cdot \mathrm{tg}\varphi}. \tag{9}$$

Valoarea medie a curentului din circuitul rotoric este funcţie de sarcina mutatorului, în schimb, componenta alternativă a curentului este independentă de sarcină, cît timp instalaţia funcţionează în regim de curent neîntrerupt, Aceasta este determinată de componenta alternativă a tensiunii de ieşire a redresorului comandat, de frecvenţa acesteia, respectiv de numărul de pulsuri al redresorului comandat şi de inductivităţile din circuitul de sarcină (prin termenul tg φ).

Componentele alternative ale curentului din circuitul rotoric, cu frecvenţe mai mari decît frecvenţa de impuls a redresorului comandat, pot fi neglijate, deoarece sînt mici faţă de aceasta (de 6—7 ori). În cele ce urmează, vor fi analizate, din această cauză, numai componentele alternative ale curentului rotoric, cu frecvenţa de impuls a redresorului comandat, adică $\nu = p$, corespunzînd la $k = 1$.

2. Analiza armonică a curentului din circuitul rotoric.

Curentul din circuitul rotoric prezintă pulsaţii cauzate atît de tensiunea de alimentare a motorului de c.c., care este tensiunea de ieşire a redresorului comandat, de frecvenţă νf_r, precum şi pulsaţii cauzate de faptul că în rotaţia sa o dată cu rotorul, o secţie intră în comutaţie şi curentul schimbă de sens, fiind o mărime alternativă, periodică, de perioadă $T = 2\pi/\omega_c$, ω_c fiind pulsaţia curentului cauzată de comutaţie.

În ipoteza comutaţiei instantanee, variaţia în timp a curentului din circuitul rotoric este reprezentată în figura 2.

Pentru a efectua analiza armonică a curentului din circuitul rotoric al motorului, se aplică

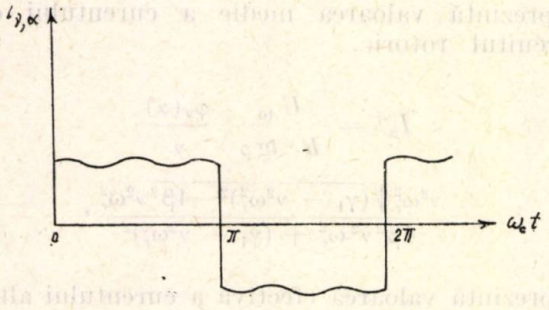


Fig. 2. Forma de undă a curentului din rotor.

principiul suprapunerii efectelor pentru componenta continuă a curentului și pentru componenta alternativă cu frecvența de impuls a redresorului comandat.

Dacă n este ordinul armonicei cauzate de comutație, curentul alternativ în secția considerată, este;

$$i_{\nu,\alpha}(\omega_c t) = \frac{4}{\pi} I_A \sum_{n=1,3,5\ldots} \frac{1}{n} \sin n\,\omega_c t + \\ + \sqrt{2} \sum_{m=1,2,3\ldots} F_{\nu,\alpha}^{(n)} \cos(n\omega_c t - \rho_{\nu,\alpha}^{(n)}) \quad (10)$$

unde:

$$\begin{cases} F_{\nu,\alpha}^{(n)} = \dfrac{2I_\alpha^{(\nu)}}{\pi} \cdot \dfrac{\left(-\cos n\pi + \cos\dfrac{\nu\omega_r}{\omega_c}\pi\right)\sqrt{\dfrac{\nu^2\omega_r^2}{\omega_c^2}\cos^2\left(\dfrac{\nu\omega_r}{\omega_c}\pi + \gamma_\nu\right) + n^2\sin\left(\dfrac{\nu\omega_r}{\omega_r}\pi - \gamma_\nu\right)}}{\dfrac{\nu^2\omega_r^2}{\omega_c^2} - n^2} \\ \rho_{\nu,\alpha}^{(n)} = \operatorname{arc\,tg} \dfrac{-n\cdot\sin\left(\dfrac{\nu\omega_r}{\omega_c}\pi + \gamma_\nu\right)}{\dfrac{\nu\omega_r}{\omega_c}\cos\left(\dfrac{\nu\omega_r}{\omega_c}\pi + \gamma_\nu\right)}. \end{cases} \quad (11)$$

Însumînd armonicile de ordin impar ale curentului din circuitul rotoric al motorului de c.c. alimentat de la redresor comandat, existente în relația (10), se obține expresia restrînsă:

$$i_{\nu,\alpha}(\omega_c t) = \sqrt{2} \sum_{n=1,2,3\ldots} I_{\nu,\alpha}^{(n)} \sin(n\omega_c t + \varepsilon_{\nu,\alpha}^{(n)}) \quad (12)$$

unde:

$$I_{\nu,\alpha}^{(n)} = \begin{cases} \sqrt{\left(\dfrac{4}{\pi}\right)^2 \dfrac{I_A^2}{2n^2} + (F_{\nu,\alpha}^{(n)})^2 + 2\,\dfrac{4}{\pi}\cdot} \\ \dfrac{I_A}{\sqrt{2}n} F_{\nu\alpha}^{(n)} \cos\left(\rho_{\nu,\alpha}^{(n)} - \left(\dfrac{\pi}{2}\right)\right) & n=1,3,5\ldots \\ F_{(\nu,\alpha}^{(n)} & n=2,4,6\ldots \end{cases}$$

$$\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(n)} = \begin{cases} \operatorname{arc\,tg} \dfrac{F_{\nu,\alpha}^{(n)} \cos \rho_{\nu,\alpha}^{(n)}}{\left(\dfrac{4}{\pi}\right)\dfrac{I_A}{\sqrt{2}n} + F_{\nu,\alpha}^{(n)} \sin \rho_{\nu,\alpha}^{(n)}} & n=2,4,6.. \\ -\rho_{\nu,\alpha}^{(n)} + \dfrac{\pi}{2}\cdot & n=2,4,6\ldots \end{cases} \quad (13)$$

Curentul în secția în comutație a unui motor de c.c. cu excitație independentă, alimentat în c.c. neted, conține numai armonici de ordin impar. Prin alimentarea sa de la un redresor comandat, curentul din secția în comutație conține atît armonici de ordin par cît și armonici de ordin impar; ponderea armonicilor de ordin par este mică în raport cu ponderea celor de ordin impar.

3. Cîmpul electromagnetic din conductoarele situate în crestăturile rotorice ale motoarelor de c.c alimentate de la redresoare comandate.

Se consideră o crestătură rotorică de secțiune dreptunghiulară, prevăzută cu mai multe conductoare identice, de secțiune dreptunghiulară, pe lățimea unui strat și cu s straturi suprapuse, figura 3.

Se admit următoarele aproximații care duc la descrierea problemei printr-un model teoretic, liniar anelectric pentru cîmpul electromagnetic cvasistaționar inductiv [4]; regim cvasistaționar pentru toate armonicile cîmpului; liniaritatea și invariabilitatea în timp a materialului feromagnetic al jugului și conductoarelor rotorice (μ, σ sînt independenți de punct, de timp și de valorile mărimilor de cîmp).

Se mai admit următoarele aproximații suplimentare; se neglijează fenomenul de saturație ($\mu_{Fe} = \infty$); se neglijează efectele de capete

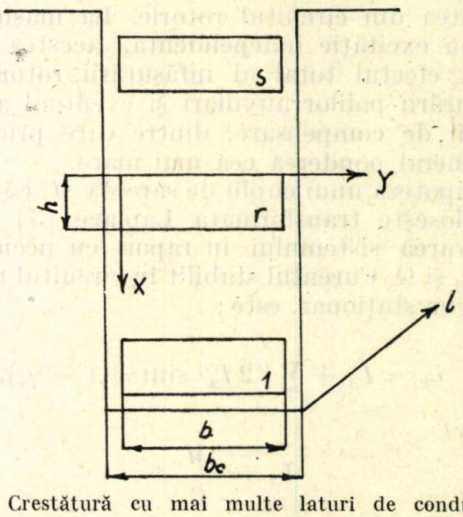


Fig. 3. Crestătură cu mai multe laturi de conductoare.

(problema este plan-paralelă, $l \gg b$, h); înfăşurarea rotorică are pas diametral.

Mărimile cîmpului electromagnetic, într-un conductor din stratul oarecare r, numărul de la baza crestăturii, pentru sistemul de coordonate din figura 3, vor depinde de timp şi numai de coordonata spaţială x; $H_{\nu,\alpha}(x, t)$ şi $J_{\nu,\alpha}(x, t)$.

Dezvoltarea în serie Fourier a curentului din circuitul rotoric, permite aplicarea calculului complex; se obţine pentru intensitatea cîmpului magnetic armonică n, în conductoarele din stratul r, în complex, ecuaţia diferenţială:

$$\frac{d^2\underline{H}^{(r)}_{n_{\nu,\alpha}}}{dx^2} = \gamma^2 \cdot \underline{H}^{(r)}_{n_{\nu,\alpha}}, \tag{14}$$

unde,

$$\gamma = (1 + \alpha'_n, j) \quad \alpha'_n = \sqrt{\frac{b}{b_c} \cdot \frac{\mu n \omega_c \sigma}{2}}. \tag{15}$$

Cu condiţiile la limită;

$$\begin{cases} h \cdot \underline{H}^{(r)}_{n_{\nu,\alpha}}|_{x=0} = r \cdot \underline{I}^{(n)}_{\nu,\alpha} \\ h \cdot \underline{H}^{(r)}_{n_{\nu,\alpha}}|_{x=0} = (r-1)\, \underline{I}^{(n)}_{\nu,\alpha} \end{cases} \tag{16}$$

unde, $I^{(n)}_{\nu,\alpha} = I^{(n)}_{\nu,\alpha} \cdot e^{\, j\varepsilon^{(n)}_{\nu,\alpha}}$, se obţine intensitatea cîmpului magnetic pentru conductorul din stratul r. Valoarea instantanee a acesteia este:

$$H^{(r)}_{\nu,\alpha}(x, t) =$$

$$\sum_{n=1,2,3\ldots} \frac{I^{(n)}_{\nu,\alpha}}{b\sqrt{\operatorname{sh}^2\alpha'_n h + \sin^2\alpha'_n h}} \{(r-1)\sqrt{\operatorname{sh}^2\alpha'_n x + \sin^2\alpha'_n x} \cdot$$

$$\cdot \cos\,[n\omega_c t + \varepsilon^{(n)}_{\nu,\alpha} + \operatorname{arc\,tg}\,(\operatorname{tg}\alpha'_n x \cdot \operatorname{cth}\alpha'_n x) -$$

$$- \operatorname{arctg}\,(\operatorname{tg}\alpha'_n h \cdot \operatorname{cth}\alpha'_n h)] -$$

$$- r\sqrt{\operatorname{sh}^2\alpha'_n(x-h) + \sin^2\alpha'_n(x-h)} \cdot \cos\,[n\omega_c t +$$

$$+ \varepsilon^{(n)}_{\nu,\alpha} + \operatorname{arc\,tg} < \operatorname{tg}\alpha'_n(x-h) \cdot \operatorname{cth}\alpha'_n(x-h) >$$

$$- \operatorname{arctg}(\operatorname{tg}\alpha'_n h \cdot \operatorname{cth}\alpha'_n h)]\} \tag{17}$$

şi valoarea instantanee a densităţii de curent:

$$^{(r)}_{\nu,\alpha}\,(x, t) = \sum_{n=1,2,3\ldots} \frac{I^{(n)}_{\nu,\alpha}\sqrt{2}\alpha'_n}{b\sqrt{\operatorname{sh}^2\alpha'_n h + \sin^2\alpha'_n h}} \{r\sqrt{\operatorname{ch}^2\alpha'_n(x-h) - \sin^2\alpha'_n(x-h)} \cdot \cos\,[n\omega_c t + \varepsilon^{(n)}_{\nu,\alpha} +$$

$$+ \operatorname{arctg} < \operatorname{tg}\alpha'_n(x-h) \cdot \operatorname{th}\alpha'_n(x-h) > - \operatorname{arctg}\,(\operatorname{tg}\alpha'_n h \cdot \operatorname{cth}\alpha'_n h)] - (r-1)\sqrt{\operatorname{ch}^2\alpha'_n x - \sin^2\alpha'_n x} \cdot$$

$$\cdot \cos\left[n\omega_c t + \frac{\pi}{4} + \varepsilon^{(n)}_{\nu,\alpha} + \operatorname{arctg}(\operatorname{tg}\alpha'_n x \cdot \operatorname{th}\alpha'_n x) - \operatorname{arctg}\,(\operatorname{tg}\alpha'_n h \cdot \operatorname{cth}\alpha'_n h)\right]\Big\}. \tag{18}$$

4. Factorul de majorare al rezistenţei

Componentele alternative ale curentului din circuitul rotoric, suprapuse curentului continuu, au drept urmare o creştere a pierderilor, faţă de exploatarea în c.c. neted. Pierderile suplimentare din conductoarele înfăşurării rotorice rezultă din valoarea efectivă mărită a curentului din circuitul rotoric şi prin rezistenţele de înfăşurare mai mari, cauzate de fenomenul de refulare al curentului (efect pelicular).

Pentru proiectarea maşinii de c.c. alimentată de la redresor comandat, interesează factorul de majorare al rezistenţei înfăşurării dispuse în crestăturile rotorice, datorită repartiţiei neuniforme a cîmpului magnetic cvasistaţionar inductiv pe înălţimea conductoarelor. Acesta se defineşte prin relaţiile:

$$k_R = \frac{\widetilde{P}_{J\,\text{total}}(t)}{P_{o\,\text{total}}} = \frac{\widetilde{P}_{\Sigma\text{total}}(t)}{P_{o\,\text{total}}}; \tag{19}$$

unde, $P_{o\,\text{total}} = s \cdot P_0$, reprezintă puterea Joule disipată în cele s straturi de conductoare. Indicele subscript *total* semnifică sumarea puterilor pentru toate cele s straturi din crestătură, iar $P_0 = I_{A0}\dfrac{l}{bh\sigma}$,

$$P_{J\,\text{total}}(t) = \sum_{r=1}^{s} P_J(r, t); \quad P_{\Sigma\,\text{total}}(t) = \sum_{r=1}^{s} P_\Sigma(r, t). \tag{20}$$

Puterea $P_\Sigma(r, t)$ se determină cu relaţia:

$$P_\Sigma(r, t) = \frac{-1}{\sigma}[r \cdot H^{(r)}_{\nu/\alpha}(x, t)|_{x=0} \cdot J^{r}_{\nu,\alpha}(x, t)\,|_{x=0} -$$

$$- (r-1)\, H^{(r)}_{\nu,\alpha}(x, t)|_{x=0} \cdot J^{(r)}_{\nu,\alpha}(x, t)|_{x=h}], \tag{21}$$

unde: $H^{(r)}_{\nu,\alpha}(x, t)$ şi $J^{(r)}_{\nu,\alpha}(x, t)$ sînt daţi de (17) şi (18).

Tilda indică medierea pe intervalul unei perioade. După efectuarea calculelor, ţinînd seama de (21), (20), (19), se obţine pentru factorul de

majorare al rezistenței înfășurării dispuse în crestătură, expresia :

$$k_R = -\frac{\sqrt{2}}{2}\sum_n (X_{\nu,\alpha}^{(n)})^2 \frac{\alpha'_n h}{\sqrt{\mathrm{sh}^2\alpha'_n h + \sin^2\alpha'_n h}}\left\{\frac{2s^2+1}{3}\sqrt{\mathrm{ch}^2\alpha'_n h - \sin^2\alpha'_n h}\cdot\cos\left(\frac{\pi}{4}+\delta_n\right)-\right.$$

$$\left.-\frac{2(s^2-1)}{3}\cos\left(\frac{\pi}{4}-\lambda_n\right)\right\}-\frac{\sqrt{2}}{2\pi}\sum_{n\neq k} X_{\nu,\alpha}^{(n)}\cdot X_{\nu,\alpha}^{(k)}\frac{\alpha'_k h}{\sqrt{\mathrm{sh}^2\alpha'_k h + \sin^2\alpha'_k h}}\cdot$$

$$\left\{\frac{2s^2+1}{3}\sqrt{\mathrm{ch}^2\alpha'_k h - \sin^2\alpha'_k h}\left[\frac{2\sin(k-n)\frac{\pi}{2}\cos\left[(k-n)\frac{\pi}{2}+\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(k)}-\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(n)}+\frac{\pi}{4}+\delta_k\right]}{k-n}+\right.\right.$$

$$\left.+\frac{2\sin(k+n)\frac{\pi}{2}\cos\left[(k+n)\frac{\pi}{2}+\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(k)}+\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(n)}+\frac{\pi}{4}+\delta_k\right]}{k+n}\right]-$$

$$-\frac{2(s^2-1)}{3}\left[\frac{2\sin(k-n)\frac{\pi}{2}\cos\left[(k-n)\frac{\pi}{2}+\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(k)}-\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(n)}+\frac{\pi}{4}-\lambda_k\right]}{k-n}+\right.$$

$$\left.\left.+\frac{2\sin(k+n)\frac{\pi}{2}\cos\left[(k+n)\frac{\pi}{2}+\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(k)}+\varepsilon_{\nu,\alpha}^{(n)}+\frac{\pi}{4}-\lambda_k\right]}{k+n}\right]\right\} \qquad (22)$$

S-au folosit notațiile :

$$X_{\nu,\alpha}^{(n)} = I_{\nu,\alpha}^{(n)}/I_{A0}\,; \qquad \lambda_n = \mathrm{arc\,tg}(\mathrm{tg}\alpha'_n h\cdot\mathrm{cth}\alpha'_n h)\,; \qquad (23)$$

$$\delta_n = \mathrm{arctg}(\mathrm{tg}\alpha'_n h\cdot\mathrm{th}\alpha'_n h) - \mathrm{arc\,tg}(\mathrm{tg}\alpha'_n h\cdot\mathrm{cth}\alpha'_n h).$$

Factorul de majorare al rezistenței înfășurării, dispuse în crestătura rotorului, k_R, pentru motorul de c.c. alimentat de la redresorul comandat, depinde de schema de conectare a redresorului, de unghiul de comandă al tiristoarelor, de frecvența de comutație, de dimensiunile geometrice ale conductoarelor dispuse în crestătură și de configurația crestăturii.

Factorul de majorare al rezistenței totale a înfășurării rotorice, k_A, ține seama de faptul că în capătul frontal, de lungime l_f a spirei nu intervin pierderi suplimentare cauzate de refulare.

5. Diminuarea puterii motorului de c.c. alimentat de la redresor comandat

Pierderile suplimentare din înfășurările circuitului rotoric pentru motorul de c.c. alimentat de la redresor comandat, au ca efect încălziri ale înfășurării cu mult mai mari față de cazul exploatării motorului în c.c. neted, dacă se pornește de la aceeași putere preluată, deci același curent în circuitul înfășurării de excitație și aceleași valori medii ale curentului din circuitul rotoric.

Pentru a respecta încălzirile maxime ale conductoarelor înfășurărilor, impuse de clasa de izolație a mașinii, în cazul alimentării de la redresor comandat a motorului de c.c., este necesară o diminuare a puterii motorului față de exploatarea acestuia în c.c. neted. Se are în vedere faptul că pierderile prin efect Joule din înfășurarea rotorului unui motor de c.c. alimentat de la un redresor comandat, trebuie să fie cel mult egale cu cele existente la funcționarea în c.c. neted.

Avînd în vedere expresia curentului rotoric, dată de (5), trebuie să se respecte condiția :

$$R_a\cdot I_{tir}^2 + \sum_\nu R_a^{(\nu)}\cdot(I_\alpha^{(\nu)})^2 \leqslant R_a\cdot I_A^2 \qquad (24)$$

unde : R_a este rezistența în c.c. a înfășurării rotorului ;

$R_a^{(\nu)}$ este rezistența în c.a. corespunzătoare armonicii ν ;

I_{tir} este valoarea medie a curentului admisibil la alimentarea prin intermediul redresorului comandat a motorului de c.c.

I_A este valoarea medie a curentului admisibil la exploatarea în c.c. neted (valoarea nominală).

Condiția (24), ținînd seama de (7), se poate scrie sub forma :

$$\frac{I_{tir}}{I_A} \leqslant \sqrt{1 - \sum_{\nu} \frac{R_a^{(\nu)}}{R_a} \cdot \frac{1}{I_A^2} \cdot \frac{U_{A0}^2}{R^2 \cdot \mathrm{tg}^2\varphi} \cdot \frac{\varphi_\nu^2(\alpha)}{\nu^2} \cdot \left[\frac{\nu^2\omega_r^2(\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2 - 4\beta^2\nu^2\omega_r^2}{4\,\beta^2\,\nu^2\,\omega_r^2 + (\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2} \right]^2} \cdot \qquad (25)$$

Relația (25) permite determinarea curentului admisibil la alimentarea prin intermediul tiristoarelor a motorului de c.c. cu excitație independentă, I_{tir}, referitor la curentul admisibil în cazul exploatării în c.c. neted, I_A. Dacă motorul de c.c. are același flux de excitație pentru ambele moduri de exploatare, este posibil a se determina simultan cuplul de sarcină admisibil și puterea, deoarece :

$$K_p = \frac{I_{tir}}{I_A} = \frac{M_{tir}}{M_A} = \frac{P_{tir}}{P_A} \cdot \qquad (26)$$

6. Calcule, determinări experimentale

S-au determinat factorii de majorare ai rezistenței înfășurării din crestăturile rotorice ale motorului de c.c. alimentat de la redresor comandat, analizîndu-se influența schemei de conectare a redresorului, înălțimii conductoarelor din crestăturile rotorice, inductivității totale din circuitul rotoric (bobinei de filtrare înseriată cu înfășurarea rotorului), turației motorului asupra sa. S-a examinat motorul de c.c. avînd datele nominale; 75 kW, 220 V, 515 rot/min.

În figurile 4 și 5 s-au reprezentat factorii de majorare ai rezistenței, k_R, în funcție de frecvența f_c a curentului rotoric, cauzată de comutație, pentru diverse înălțimi ale conductoarelor ($h = 7{,}1$ mm și 8 mm) dispuse în patru straturi în crestăturile din rotor și diverse valori ale parametrului $\mathrm{tg}\varphi$ ($\mathrm{tg}\varphi = 6{,}2$ corespunde practic motorului fără bobină de filtrare în circuitul de sarcină, dacă se are în vedere rezistența totală din circuitul rotoric, măsurată în c.c. în stare caldă a mașinii). S-a considerat încărcarea nominală a motorului și unghiul de comandă al tiristoarelor, $\alpha = \pi/3$.

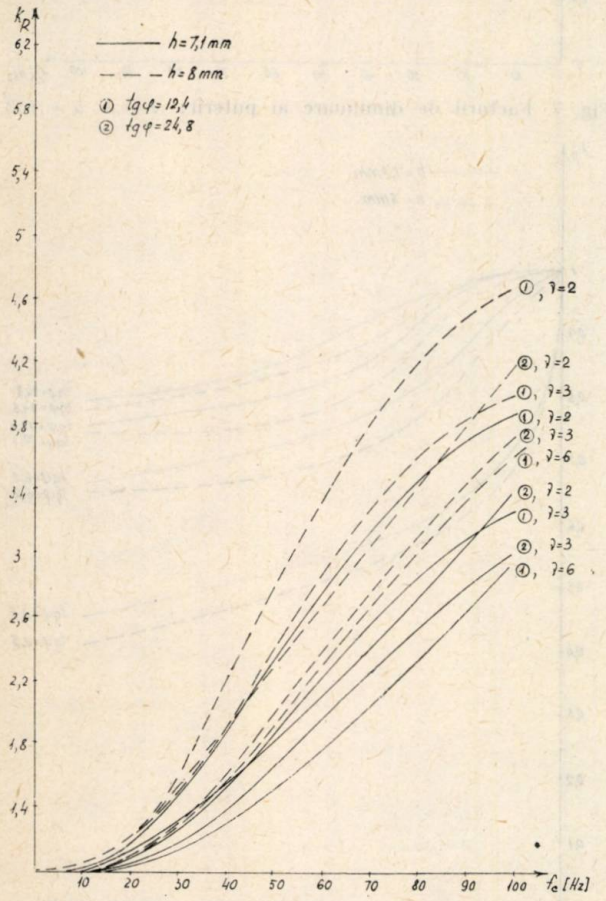


Fig. 4. Factorii de majorare ai rezistenței înfășurării rotorice ; $\alpha = \pi/3$, $\mathrm{tg}\varphi = 6.2$.

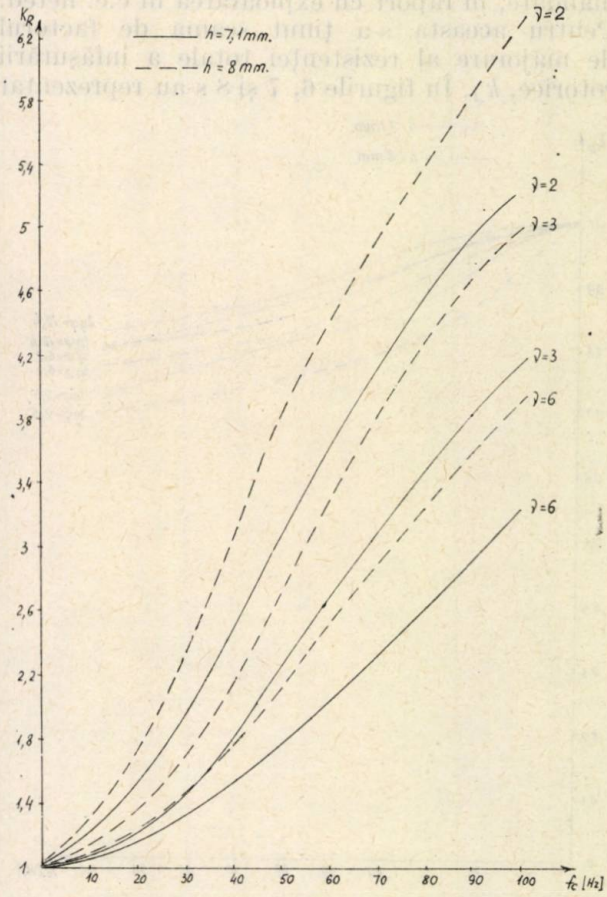


Fig. 5. Factorii de majorare ai rezistenței înfășurării rotorice ; $\alpha = \pi/3$.

Seriile de motoare de c.c. cu excitație independentă de medie și mare putere, utilizate în acționările electrice reglabile, au turații nominale inferioare valorii de 3 000 rot/min ; pentru

valori uzuale ale turațiilor acestor motoare, (500 — 1 000) rot/min, în cazul utilizării unui redresor cu schema în punte trifazată comandată ($\nu = 6$), $k_R < 1{,}4$; pentru schema în punte trifazată semicomandată, ($\nu = 3$), $k_R < 1{,}65$. Schema în punte monofazată semicomandată, ($\nu = 2$), este neeconomică, conducînd la cei mai ridicați factori de majorare ai rezistenței înfășurării. În exemplele analizate s-a considerat motorul în absența bobinei de filtrare.

Pe baza considerațiilor din § 5, s-a stabilit diminuarea puterii motoarelor de c.c. cu excitație independentă, alimentate de la redresoare comandate, în raport cu exploatarea în c.c. neted. Pentru aceasta s-a ținut seama de factorul de majorare al rezistenței totale a înfășurării rotorice, k_A. În figurile 6, 7 și 8 s-au reprezentat

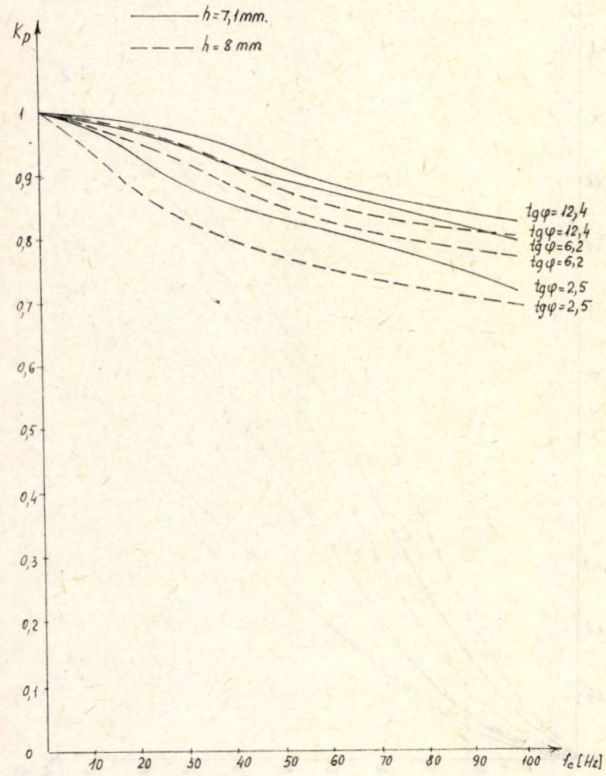


Fig. 6. Factorii de diminuare ai puterii; $\nu = 6$, $\alpha = \pi/3$.

factorii de diminuare ai puterii k_P, în funcție de frecvența f_c. Se constată că prin utilizarea unui redresor cu schema în punte trifazată comandată pentru alimentarea unui motor de c.c., este necesar să se aibă în vedere la proiectarea acestuia o diminuare medie a puterii de (75—80 %) în raport cu exploatarea în c.c. neted, fără să se utilizeze bobine de filtrare. Pentru celelalte scheme, diminuările sînt mai însemnate, figurile 6—8, dar ele pot fi reduse prin utilizarea bobinelor de filtrare. Este nerațional să se tindă la un factor $k_P > 0{,}95$, deoarece bobina crește mult în dimensiuni și preț de cost, fără o creștere substanțială a puterii. O reducere a prețului de cost al acționărilor electrice utilizînd tiristoare se obține numai dacă motorul nu este complet folosit din punct de vedere termic.

Pentru a determina experimental pierderile suplimentare cauzate de pulsațiile curentului

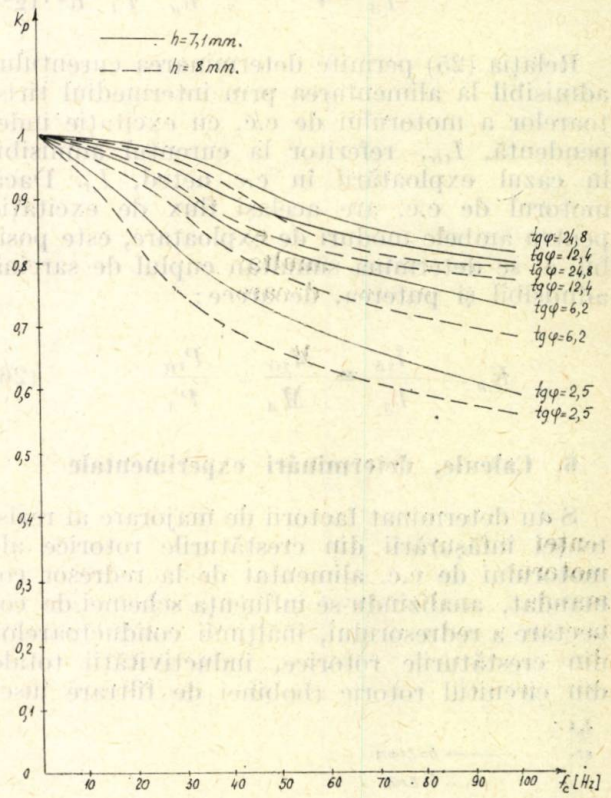


Fig. 7. Factorii de diminuare ai puterii; $\nu = 3$, $\alpha = \pi/3$.

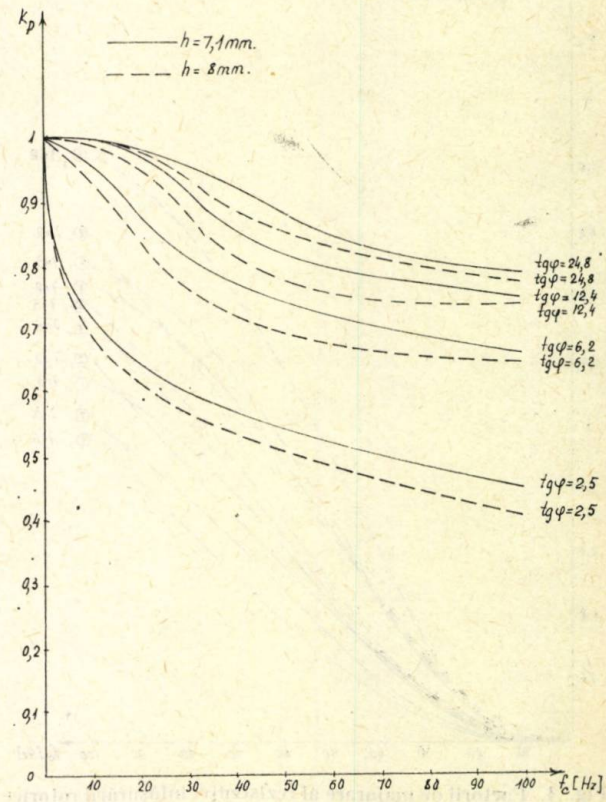


Fig. 8. Factorii de diminuare ai puterii; $\nu = 2$, $\alpha = \pi/3$.

Tabelul 1

Motorul de c.c. analizat.								Generatorul de c.c. pentru încărcare.			k_P, %
modul de alimentare	U_{A0}, V	$U_{A\sim}$, V	I_A, A	$I_{A\sim}$, A	P, W	I_{ex}, A	n rot min	U_A, V	I_A, A	I_{ex}, A	
redresor comandat	215	224	320	340	780	9,1	515	210	275	10,65	97,1
c.c. neted.	212,8	—	317,5	—	—	9,1	515	210	275	10,65	

rotoric, s-a utilizat schema de montaj din figura 9. În cazul alimentării prin redresor cu schema în punte trifazată comandată a motorului de c.c. s-a procedat la compensarea com-

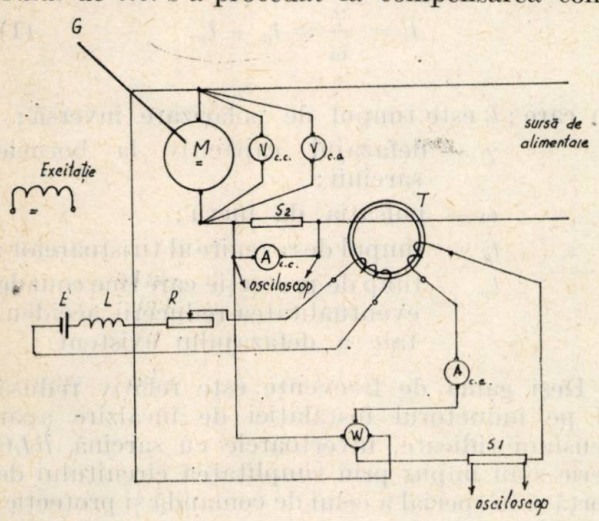


Fig. 9. Schema de montaj pentru determinări experimentale. E-sursă de tensiune continuă; T-transformator de măsură; S_1, S_2-șunturi; L-bobină de filtrare; R-rezistență variabilă; M-motor de c.c.; G-generator de c.c.

ponentei continue a curentului rotoric, utilizîndu-se un transformator de măsură T și o sursă de alimentare în c.c., E. La wattmetrul W se determină direct pierderile cauzate de pulsațiile curentului. S-a experimentat același motor de 75 kW, 220 V și 515 rot/min. Rezultatele sînt prezentate în tabelul 1. Se constată că diminuarea de putere obținută este în acord cu cele prezentate în fig. 6.

7. Concluzii

S-au examinat pierderile suplimentare în înfășurările rotorice ale mașinilor de c.c. cu excitație independentă, alimentate de la redresoare comandate.

Folosind analiza armonică a curentului din circuitul rotoric, pe modelul clasic liniar, anelectric, invariabil în timp, s-a determinat structura și evoluția cîmpului electromagnetic cvasistaționar inductiv periodic. Aspectele principale sînt legate de cunoașterea exactă a factorului de majorare al rezistenței porțiunii de înfășurare, plasată în crestătura rotorului, pentru viteză de schimbare infinit rapidă a curentului, caz în care acest factor atinge limita superioară a valorii sale.

S-au determinat factorii de majorare ai rezistenței înfășurării rotorice pentru o gamă largă de variație a frecvenței de comutație și diverse scheme de conectare a redresorului comandat; aceștia sînt mai mari în raport cu cei corespunzători motorului parcurs de c.c. neted. S-au dedus de asemenea factorii de diminuare ai puterii și se indică modul cum este necesar a fi luați în considerare la proiectarea motoarelor de c.c. alimentate de la redresoare comandate. Determinările experimentale sînt în acord cu rezultatele numerice prezentate.

Bibliografie

[1] *Möltgen, G.* Tiristoarele în practică, Editura tehnică, București, 1970.

[2] *Beier, E.* Einflub der Glätungsinduktivität auf Kommutierung und Leistung thyristorgespeister Gleichstrom Nebenschlubmotoren, Seimens Zeitschrift, nr. 10, 1968, p. 843—854.

[3] *Jeage, J.C., Newstead, G.H.* Introducere în teoria transformării Laplace cu aplicații în tehnică, Editura Tehnică, București, 1971.

[4] *Răduleț, R., Țugulea, A., Timotin, A.* Teoreme de unicitate pentru regimuri variabile ale cîmpului electromagnetic. În: St. și cercet. energ. electr. **21**, nr. 1, 1971, p. 109—128.

CZ 621·8 :621.314

Comanda invertoarelor cu sarcină *RLC* serie pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție

MIRCEA CHINDRIȘ, IOAN PĂNOIU*-Cluj-Napoca

Convertoarele statice de frecvență cu tiristoare s-au impus în ultimele decenii ca surse optime pentru alimentarea în medie frecvență (0,5—10 kHz) a instalațiilor de încălzire prin inducție [1, 2, 3]. Din numeroasele variante și soluții constructive posibile, în practică s-au impus, prin avantajele pe care le prezintă, convertoarele utilizînd invertoare în punte monofazată la care comutația și comanda sînt asigurate de sarcină.

Lucrarea tratează principiile și modul de comandă a unui invertor în punte monofazată cu sarcină *RLC* serie. Se prezintă schema instalației de comandă și protecție a invertorului cu compensarea serie a sarcinii realizat în cadrul laboratorului de Electrotermie a Institutului politehnic Cluj-Napoca.

1. Invertoare cu sarcină *RLC* serie

Convertoarele statice de medie frecvență utilizînd invertoare cu sarcină *RLC* serie au apărut în anul 1962, instalațiile existente în prezent furnizînd puteri de ordinul MW-ților la frecvențe de 0,2...3 kHz.

Invertorul este compus (figura 1) dintr-un montaj în putere monofazată total comandată,

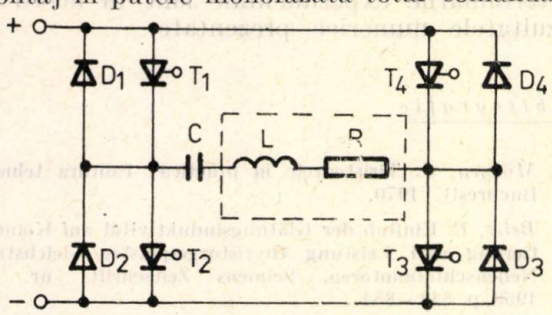


Fig. 1. Schema de forță a invertorului în punte monofazată cu sarcină serie.

fiecare braț fiind constituit dintr-un tiristor și o diodă de curent reactiv montate în antiparalel. Condensatorul de compensare a sarcinii, montat în serie cu aceasta, este dimensionat pentru ca la ieșirea invertorului curentul să fie defazat înaintea tensiunii. Această condiție de sarcină capacitivă a invertorului este obligatorie pentru funcționarea instalației [4].

Pentru a asigura comutația sigură a tiristoarelor din brațele punții invertoare, timpul între trecerea prin zero a curentului și trecerea prin zero a tensiunii (timp în care ventilele electronice sînt polarizate invers) trebuie să fie mai mare decît timpul de revenire al tiristoarelor utilizate, adică :

$$t_i = \frac{\gamma}{\omega} = t_q + t_p, \qquad (1)$$

în care : t_i este timpul de polarizare inversă ;
γ — defazajul capacitiv la bornele sarcinii ;
ω — pulsația de lucru ;
t_q — timpul de revenire al tiristoarelor ;
t_p — timp de protecție care ține cont de eventualitatea reducerii accidentale a defazajului existent.

Deși gama de frecvențe este relativ redusă și pe inductorul instalației de încălzire apar tensiuni ridicate, invertoarele cu sarcină *RLC* serie s-au impus prin simplitatea circuitului de forță și în special a celui de comandă și protecție.

2. Instalația de comandă și protecție

Circuitul de comandă are drept scop generarea impulsurilor necesare amorsării tiristoarelor invertorului. Succesiunea acestor impulsuri trebuie să fie astfel realizată încît să asigure funcționarea corectă a ansamblului. Concomitent, circuitul de comandă asigură protecția elementelor componente, prin blocarea impulsurilor în cazul apariției unor condiții de funcționare care periclitează integritatea instalației.

Așa cum se arăta anterior, pentru a determina comutația sigură a tiristoarelor, trebuie asigurat un defazaj capacitiv între curentul de ieșire și tensiunea la bornele sarcinii. Circuitul format de sarcină și condensator lucrează în regim oscilant amortizat periodic și impune trecerea prin zero a curentului ce parcurge ventilele în conducție [4]. Este suficient, deci, ca instalația de comandă a invertorului să sesizeze această trecere a curentului prin zero și cu o întîrziere t impusă (1) să genereze impulsuri pentru aprinderea tiristoarelor din brațul opus al punții.

Instalația de comandă trebuie să asigure :

— sesizarea suficient de exactă a trecerii prin zero a curentului de sarcină ;

* Ing. *Chindriș, M.* este asistent la Institutul politehnic — Cluj-Napoca. *Pănoiu, I.* — tehnician la același institut.

— producerea de impulsuri de comandă cu o frecvență dorită;

— posibilitatea variației timpului de întîrziere;

— evitarea aprinderii tiristoarelor înaintea trecerii timpului de siguranță necesar.

În figura 2 este indicată instalația de comandă ce se compune din următoarele blocuri:

— elementul sensibil 1 care se notează în circuitul de forță al invertorului și sesizează trecerile prin zero ale curentului de sarcină;

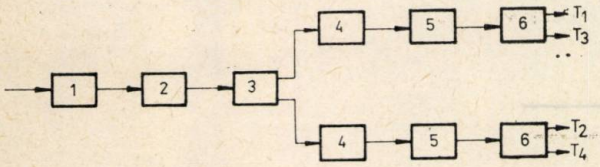


Fig. 2. Schema bloc a instalației de comandă.

— formatorul de impulsuri 2 generează impulsuri sincrone cu trecerile prin zero ale curentului;

— distribuitorul 3 distribuie impulsurile formate pe cele două ramuri ale schemei, necesare comenzii în antifază ale tiristoarelor din laturile opuse ale punții;

— elementul de întîrziere 4 realizează temporizarea impusă de timpul de refacere al tiristoarelor folosite;

— amplificatorul de impulsuri 5 și transformatorul de impulsuri 6 asigură obținerea nivelului de putere și a formei necesare pentru atacarea porții tiristoarelor.

3. Realizări experimentale

S-a realizat practic un invertor care lucrează în gama 0,1...1 kHz, frecvența fiind limitată superior de timpul de refacere al tiristoarelor folosite ($t_q = 100$ μs pentru tiristoare T 508, fabricație IPRS Băneasa). Instalația utilizată pentru comanda și protecția invertorului (fig. 3) a fost realizată cu circuite integrate de fabricație IPRS Băneasa și a dat satisfacție deplină pe parcursul funcționării practice.

Elementul sensibil 1 este montat în serie cu circuitul de sarcină și constă dintr-un transformator de curent realizat pe miez de ferită. Înfășurarea primară este constituită dintr-o spiră a conductorului de forță, iar secundarul conține 30 de spire Ø 0,8 izolată în PVC. Sarcina transformatorului este o rezistență de 5Ω de pe care se culege o tensiune proporțională cu curentul din circuitul de forță. Semnalul obținut este amplificat de etajul 2, format de un amplificator operațional μ A741 în montaj de amplificator-limitator. Acesta îndeplinește următoarele funcții: separă partea analogică de partea logică a schemei, amplifică și îmbunătățește forma semnalului, obținîndu-se la ieșire un nivel compatibil elementelor TTL ce urmează.

Etajul 3 este compus dintr-un comparator CLB2711 lucrînd în montaj Trigger-Schmitt, care sesizează trecerile prin zero ale semnalului sinusoidal aplicat la intrare. Impulsurile obținute sînt introduse în grupul inversor 4 realizat cu circuitul integrat CDB404 care furnizează două semnale: unul în fază cu intrarea și un al doilea defazat cu 180°. În acest fel se asigură semnalele necesare comenzii în antifază a tiristoarelor din brațele opuse ale punții invertoare.

Întîrzierea impulsurilor de comandă față de trecerea prin zero a curentului de sarcină se realizează în etajele 5 și 6 compuse din monostabilul CDB4121 și porțile CDB400. Grupul *RC* al monostabilului are valoarea 10 kΩ + + 1 μF, asigurînd astfel timpii de polarizare inversă ceruți de tiristoarele utilizate. Urmează circuitul de ieșire 7 — format dintr-un amplificator și un transformator de impulsuri — care asigură semnalelor de comandă caracteristicile optime pentru atacul porții tiristoarelor. Forma de undă este rectangulară, impulsurile fiind modulate cu o frecvență dată de un generator de 10 kHz. Această soluție s-a impus în urma rezultatelor nesatisfăcătoare obținute cu monoimpulsuri, care la frecvențe de lucru ridicate nu garantau amorsarea sigură a tiristoarelor, fapt care determina oprirea invertorului.

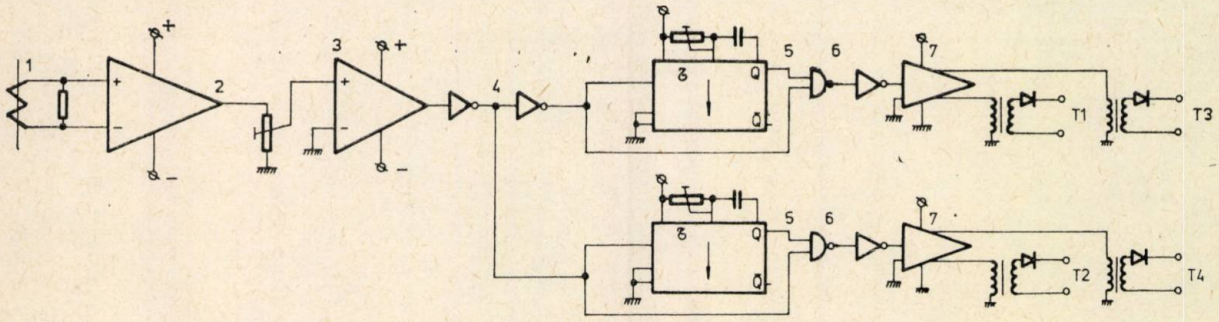


Fig. 3. Instalația de comandă și protecție a invertorului cu sarcină serie.

4. Concluzii

În urma funcționării de durată a invertorului, s-a constatat că schema de comandă este sigură în exploatare și prezintă o fiabilitate ridicată.

Utilizarea circuitelor integrate și a cablajelor imprimate a permis realizarea unui montaj robust, compact și cu performanțe ridicate. De asemenea, întrebuințarea în exclusivitate a pieselor de fabricație internă permite înlocuirea rapidă a componentelor defecte și, deci, timpi de staționare reduși.

Bibliografie

[1] *Pelly, B.R.* Latest developments in static high frequency power sources for induction heating. În : I.E.E.E. Trans on Industrial Electronics and Contr. Instr., vol. **I.E.C.I 17**, Nr. 4, June 1970.

[2] *Comșa, D., Maier, V., Chindriș, M.* Convertoare de medie frecvență cu tiristoare și aplicarea lor pentru încălzirea prin inducție a sîrmelor și toroanelor. În : Electrotehnica **26**, Nr. 2, februarie 1978.

[3] *Coșma, D., Maier, V., Chindriș, M.* Convertoare de medie frecvență pentru alimentarea cuptoarelor electrice de inducție. Comunicare la Simpozionul național de creativitate tehnologică, Cluj-Napoca, 1977.

[4] *Chindriș, M.* Invertor cu sarcină *RLC* serie pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție. În : Electrotehnica, Nr. 2, februarie 1978.

NOTE

APARATE PENTRU PRELUCRAREA DATELOR

Cantitatea informațiilor de prelucrat crește în salturi. Integrarea crescîndă pe plan economic și tehnic necesită un schimb internațional continuu de informații, impunînd necesitatea fabricării calculatoarelor de generația a 3-a.

Fluxul de informații în creștere continuă poate fi învins numai cu ajutorul vitezelor ridicate de operare și capacitate maximă de memorare. Un cod elaborat în conformitate cu normele internaționale, cu redundanță lărgită, garantează comunicarea acestui flux de informații în toată lumea.

Ca urmare, tehnica convențională de înregistrare a datelor nu mai este suficientă, fapt ce a dus la automatizarea prelucrării textelor cu înregistrarea concomitentă a datelor și realizarea directă a codului standard, prin automatul de organizare **daro 1415**, realizat în una din întreprinderile binecunoscutei firme VEB ROBOTRON din R.D.G.

El se poate folosi cu succes, rațional și rentabil în locurile unde se tipăresc în mod frecvent cantități mari de informații, relativ constante, și unde sînt necesare înregistrări într-o formă citibilă mecanic pentru o prelucrare ulterioară pe un sistem de calcul din generația a 3-a.

Daro 1415 are comanda programată, ceea ce permite folosirea lui :

— la pregătirea producției (tipărirea planurilor de muncă, a listelor de piese componente ale unui produs, a comenzilor de confecționare cu înregistrarea concomitentă a datelor pentru realizarea unui bilanț al capacității cu ajutorul unui SPAD);

— la tipărirea listelor de norme, cu înregistrarea concomitentă a datelor pentru calculația prețurilor în cadrul unui sistem de prelucrare electronică a datelor;

— în cazul tipizării comenzilor și a contractelor de livrare a materialelor, cu înregistrarea concomitentă a datelor pentru realizarea urmăririi contractelor;

— în documentare, la tipărirea cartelelor-referat, cu înregistrarea simultană a datelor pentru cataloage și verificarea mecanizată în cadrul unui SPAD.

Date tehnice :

Carcasa : 1 724 × 840 × 730 mm;

Suprafața de instalare și întreținere : 6,75 m²;

Greutatea : 300 kg;

Alimentarea de la rețea : 110 V și 220 V ± 5%;

Frecvența : 50 Hz sau 60 Hz;

Puterea instalată : max. 500 W;

Domeniul temperaturii : de la +15°C pînă la + 33°C.

Automatul **Daro 1415** realizează un cod cu 7 biți legat de cele 92 caractere tipăribile; el poate fi livrat celor interesați cu orice tastatură, corespunzătoare standardelor naționale. Este echipat cu o memorie de mărci pentru realizarea instrucțiunilor de comandă externe tastaturii și a mărcilor. El include un filtru pentru eliminarea combinațiilor perforate nedorite în banda perforată de ieșire.

Printre avantajele pe care acest aparat le oferă utilizatorului se numără :

— 128 de combinații de cod ale codului cu 7 biți permit realizarea tuturor particularităților naționale. Compatibilitatea se asigură în cadrul standardului;

— corespondența combinațiilor perforate în codul cu 7 biți, cu caracterele date, mărește univocitatea și, totodată, fiabilitatea informațiilor înregistrate. Astfel, se garantează exploatarea eficientă a sistemelor de calcul;

— realizarea directă a codului standard cu 7 biți prin intermediul automatului de organizare cu comandă programată **daro 1415**, face posibilă citirea unei benzi perforate pe un calculator din generația a 3-a;

— memoria de mărci și filtrul admit o flexibilitate mai mare a programării și duc astfel la o lărgire a domeniilor de utilizare și o creștere a eficacității utilizării automatului.

Pe lîngă acestea automatul de organizare cu comandă programată **daro 1415** dispune de toate funcțiunile automate ale modelului **daro 528**. Ele oferă garanție în aplicarea celor mai moderne metode automate de înregistrare a datelor fapt verificat de ani de zile în practică.

MINIAUTOMAT DE FACTURAT

daro 1711

Prin **daro 1711** VEB Robotron — Büromaschinenwerk Sömmerda prezintă o nouă realizare din domeniul automatelor sale de facturat, automate ce s-au impus și în trecut. Miniautomatul de facturat **daro 1711** devine o investiție rentabilă pentru întreprinderi mici sau foarte mici ce folosesc, în principal, mașini de scris de birou.

Procesul automat de decontare și extragere facilitează efectuarea unor decontări raționale și simple a facturilor.

Miniautomatul de facturat **daro 1711** este combinația dintre o mașină de scris electrică și o unitate electronică de calcul, memorie și program. Operarea și echiparea mașinii de scris răspund, din punct de vedere al stocului de caractere, al funcțiilor și marcării tastelor, cerințelor impuse mașinilor de scris de birou.

În cazul utilizării ca mașină de facturat informațiile numerice se introduc prin intermediul unei tastaturi numerice, dispusă separat. În imediata apropiere sînt amplasate tastele funcționale.

Operația de introducere este comandată cu o tastă de start, conținutul memoriei de introducere putînd fi șters, înaintea imprimării, cu tasta de corecție.

Taste de selector permit selectarea manuală a anumitor părți din program. O unitate de calcul execută cele patru operații de bază. Memoria de date (RAM) este concepută pentru a memora 16 cuvinte a 64 bit. Pentru macroprograme se dispune de o capacitate maximă de 512 Byt.

Miniautomatul de facturat este un echipament compact, blocurile constructive fiind amplasate într-o carcasă închisă. Pregătirea implementării necesită un timp minim deoarece se dispune de programe fixe pentru decontări tipice, respectiv se pot elabora și livra astfel de programe cu miniautomatul **daro 1711** 1711. Branșarea unui dispozitiv simplu facilitează utilizarea miniautomatului pentru efectuarea unor lucrări contabile limitate.

Date tehnice :

Unitatea centrală de prelucrare :

— Memoria de date : 16 memorii date (1 cuvînt = 16 poz. numerice = 64 bit, dintre care 4 cuvinte ca registre interne)

— Microprogram : 2 k Byt

— Memoria pentru macroprogram : 0,50 k Byte în casete ușor de schimbat

Extragere :
- scriere cu linie continuă închisă (mecanism de scriere cu pîrghii) ;
- pas 2,6 mm ;
- lățimea carului 32 sau 46 mm (la alegere)
- viteza 13 caractere pe secundă ;

Formulare : prelucrarea fiecărei pagini, introducerea rapidă a hîrtiei, introducerea manuală a cartelelor de cont ;

Tastatura : după specific național ; tastatura mecanismului de scriere ; tastatură funcțională ; lampă indicatoare ;

Alimentare : 110 V, 220 V, 240 V, +10% ... — 15%/50 Hz

Gabarit : lungime : 720 mm ; lățime : 670 mm ; înălțime : 270 mm

Greutatea : 50 kg

1979 MAJ 3 1

E 2040/1

R

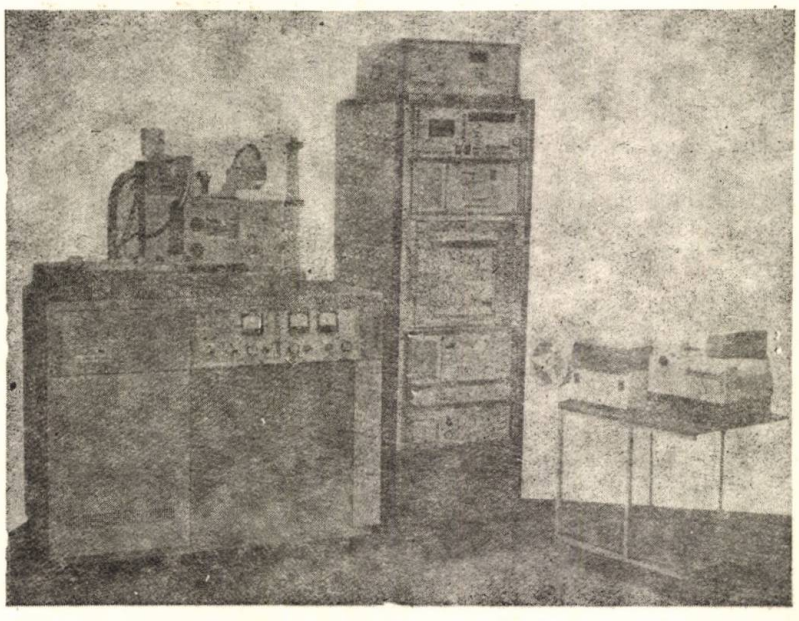
REFERÁLVA

Vicka A.

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 27 • Nr. 3 • APRILIE 1979

Pentru cercul larg de studiere a structurilor roentgen în domeniul fizicii corpului solid, chimiei, cristalografiei, metalografiei. biologiei etc.



Difractometru roentgen de utilizare generală DRON-3

- studii ale structurii cantitative şi calitative de fază;
- studii ale soluţiilor solide;
- determinarea macro şi micro-tensiunii:
- studieri de textură;
- studii de descifrare a structurii monocristalelor; cu ajutorul dispozitivelor suplimentare difractometrul DRON-3 permite studierea diferitelor materiale la temperaturi înalte (pînă la 2000°C) şi joase (pînă la -180°C) şi de asemenea efectuarea de cercetări la unghiuri mici.

EXPORTATOR:

Techsnabexport

32/34 Smolenskaia-Sennaia 121200 Moskova - URSS

Tel. 244-32-85; Telex 7628

PUBLICOM

1979 MAY 14

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 27 Nr. 3 aprilie 1979

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3.027.3 :621.3.015.33.064

TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE
TRANSFORMATOARE DE PUTERE
SUPRATENSIUNI DE COMUTAŢIE
STANDARDIZAREA ÎNCERCĂRILOR

Marinescu, A. : **Cu privire la alegerea timpului de creştere a impulsurilor la încercarea transformatoarelor de putere la supratensiuni de comutaţie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, apr 1979, p. 93

În lucrare se expun condiţiile necesare pentru o alegere raţională a timpului de creştere a impulsului, care simulează supratensiunile de comutaţie, la încercarea transformatoarelor de putere în condiţiile prevăzute în publicaţia CEI 76—3 şi în funcţie de parametrii constructivi ai transformatoarelor.

CZ 621.318.4 :621.318.33

BOBINE DE C.C.
CARACTERISTICI
CALCUL

Burcea, T. : **Dimensionarea optimă a bobinelor de curent continuu după criteriul m n mului de volum.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, apr 1979, p. 97

Prezentul studiu tratează şi rezolvă problema dimensionării optime a bobinelor de inductanţă folosite în instalaţiile de curent continuu pentru filtrarea sau limitarea curentului de circulaţie dintre două convertizoare cu redresoare comandate. Se soluţionează criteriul de optimum optimorum (necondiţionat) care apare atunci cînd inducţiei L a bobinei nu i se mai pune nici o condiţie suplimentară, după ce se depăşeşte funcţionarea nominală, pentru care a fost dimensionată (după ce curentul i care o parcurge atinge o valoare limită $I_l = cI_n$ multiplu al curentului nominal I_n).

CZ 621.314. :621.3.045

TRANSFORMATOARE ROTATIVE
BOBINAJE
ÎNFĂŞURĂRI

Gavrilescu, C. : **Factorii de înfăşurare a bobinajelor cu repartizare sinusoidală din transformatoarele rotative.**

E.E.A – **Electrotehnica 27,** nr. 3, apr 1979, p. 110

Lucrarea tratează despre factorii de înfăşurare a bobinelor cu repartizare sinusoidală în diferite cazuri.

CZ 629.1.066—83 :621.34

ECHIPAMENT ELECTRIC AUTO
INSTALAŢIE DE ÎNCERCARE
ACŢIONARE REGLABILĂ

Szabo, W. ş.a. : **Testarea regulatoarelor de tensiune auto prin simularea condiţiilor reale de funcţionare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, apr 1979, p. 115

În lucrare se evidenţiază o metodă şi o instalaţie originală pentru verificarea operativă a regulatoarelor de tensiune auto de 12 V şi 24 V, utilizîndu-se o schemă electrică similară cu cea reală de pe autovehicul.

CZ 538.551.23 :621—523

CIRCUIT ELECTRIC REZISTIV
SURSE COMANDATE
ALGORITM, PROGRAM, NULORI

Iordache, D., Iordache, M., Voicu, N. : **Algoritm şi program de analiză a circuitelor electrice liniare rezistive cu surse comandate.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, apr 1979, p. 120

Sînt prezentaţi doi algoritmi originali de analiză a circuitelor electrice liniare rezistive care conţin surse comandate diport de orice tip, giratoare, convertoare de tensiune sau de curent şi, în general, orice element multipert de circuit care are o schemă echivalentă formată din elemente ideale dipolare (rezistoare, SIIT, SIIC, nulatoare, noratoare).

CZ 621.375.4

AMPLIFICATOR ELECTROMETRIC
FILTRE ACTIVE
BANDĂ LARGĂ

Romanţan, S., Supp, O. : **Amplificator electrometric de viteză mare pentru măsurarea curenţilor în domeniul 10^{-7} — 10^{-12} A.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, apr 1979, p. 125

Se prezintă principiile teoretice şi realizarea practică a două amplificatoare electrometrice cu gamă dinamică şi viteză de lucru mare.

CZ 658.562 :621.004.64

MOTOARE ELECTRICE
PARAMETRI
FIABILITATE

Rogobete, G., Olaru, N., : **Fiabilitatea motoarelor electrice — o problemă de materiale electroizolante.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, apr 1979, p. 132

Lucrarea arată că factorul hotărîtor în limitarea duratei de viaţă a motoarelor electrice îl constituie izolaţia.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1067 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. —2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.027.3 :621.3.015.33.064

ТЕХНИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ
СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ
КОММУТАЦИОННЫЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ
СТАНДАРДИЗАЦИЯ ИСПЫТАНИЙ

Маринеску, А.: **Относительно выбора времени нарастания импульсов при испытании силовых трансформаторов при коммутационных перенапряжениях.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** № 3, апр. 1979, стр. 93

В работе излагаются необходимые условия для рационального выбора времени нарастания импульса, симулирующего коммутационные перенапряжения, при испытании силовых трансформаторов в предусмотренных изданием МЕК 76—3 условиях и в зависимости от конструктивных параметров трансформаторов.

ДК 621.318.4 :621.318.73

КАТУШКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ХАРАКТЕРИСТИКИ
РАСЧЁТ

Бурча, Т.: **Определение оптимальных размеров катушек постоянного тока по критерию минимального объёма.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** № 3, апр. 1979, стр. 97

Настоящая работа представляет и решает вопрос определения оптимальных размеров катушек индуктивности, использованных в установках постоянного тока для фильтрации или определения тока между двумя преобразователями с управляющими выпрямителями. Также определяется критерий, оптимума (неусловленного) появляющийся тогда, когда индуктивности L катушки не ставится дополнительного условия, после того как превышается номинальный режим в целях которого катушка была размерена (после того как проходящий ток i которой проходит его достигает определёниую величину $I_l = c\,I_n$ кратное число номинального тока I_n).

ДК 621.314 :621.3.045

ВРАЩАЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ
ОБМОТКИ
НАМОТКА

Гаврилеску, Г.: **Факторы наматывания обмоток со синусодольным распределением во вращающих трансформаторах.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** № 3, апр. 1979, стр. 110

В работе излагаются факторы наматывания обмоток со синусоидальным распределением для различных случаев.

ДК 629.1.066 – 83 :621.34

АВТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ
ИСПЫТАТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА
РЕГУЛИРУЕМЫЙ ПРИВОД

Сзабо, В. и др.: **Тест проверки регуляторов автонапряжения путём симуляции реальных условий работы.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** № 3, апр. 1979, стр. 115

В работе излагается метод и оригинальная установка для оперативной проверки регуляторов автонапряжения на 12 В и 24 В, причём используется электрическая схема аналогична реальной схемой, существующей на автоматике.

ДК 538.551.23 :621 – 523

РЕЗИСТИВНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ
УПРАВЛЯЮЩИЕ ИСТОЧНИКИ
АЛГОРИФМ, ПРОГРАММА

Иордаке, Д., Иордаке, М., Войку, Н.: **Алгорифм и программа анализа резистивных линейных электрических цепей с управляющими источниками.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** № 3, апр. 1979, стр. 120

В работе представляются два оригинальных алгорифма анализа резистивных линейных электрических цепей, содержащих управляемые источники дипорт всякого типа, вращающиеся, преобразователи напряжения или тока и, вообще, любой цепной элемент — мултипотр, имеющий эквивалентную схему, составленную только из идеальных дипольных элементов (резисторы, SIIT, SIIC, нуляторы, нораторы).

ДК 621.375.4

ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ
АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ
ШИРОКИЙ ДИАПАЗОН

Романцан, С., Супп, О.: **Электрометрический усилитель высокой скорости для измерения токов в диапазоне 10^{-7}—10^{-12} А.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** № 3, апр. 1979, стр. 125

В работе представляются теоретические принципы и практическое осуществление двух электрометрических усилителей с большим динамическим диапазоном и рабочей скоростью.

INHALT

DK 621.3.027.3 :621.3.015.33.064

HOCHSPANNUNGSTECHNIK
LEISTUNGSTRANSFORMATOREN
ÜBERSCHALTSPANNUNGEN
PRÜFUNGSSTANDARDISIERUNG

Marinescu, A. : **Über die Auswahl der Impulsanlaufzeit zur Prüfung der Leistungstransformatoren bei Überschaltschaltspannungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, Apr 1979, p. 93

In der Arbeit die notwendigen Bedingungen zur rationalen Auswahl der Impulsanlaufzeit dargelegt, die bei der Prüfung der Leistungstransformatoren unter den von den CEI 76-3-Publikationen vorgesehenen Bedingungen und in Abhängigkeit von den konstruktiven Kenngrössen der Leistungstransformatoren Überschaltspannungen simuliert.

DK 621.318.4 :621.318.73

GLEICHSTROMSPULEN
CHARAKTERISTIKEN
BERECHNUNG

Burcea, T. : **Optimale Dimensionierung der Gleichstromspulen nach dem Kriterium des Volumenminimums.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, Apr 1979, p. 97

Die vorliegende Abhandlung behandelt und löst das Problem der optimalen Dimensionierung einer Induktanzspule, die in Gleichstromanlagen zur Filterung oder Begrenzung des Fahrstroms zwischen zwei Wandlern mit gesteuerten Gleichrichtern verwendet wird. Es wirs das Kriterium ,,optimum optimorum'' (unbedings) gelöst, weches dann erscheint, wenn der Induktanz L der Spule keine zusätzliche Bedingung nehr gestellt wird, nachdem der nominale Betrieb, für den sie dimensioniert wurde, überschritten wird (nachdem der Strom i, der durch sie fliesst, einen Grenzwert $I_l = cI_n$, Vielfaches des Nennstromes I_n, erreicht).

DK 621.314 :621.3.045

DRECHTRANSFORMATOREN
SPULUNGEN
WICKLUNGEN

Gavrilescu, C. : **Wicklungsfaktoren der Spulungen mit Sinusoidal-verteilung aus Derhtransformatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, Apr 1979, p. 110

Die Arbeit behandelt die Wicklungsfaktoren der Spulungen mit Sinusoidalverteilung in verschiedenen Fällen.

DK 629.1.066 – 83 :621.34

ELEKTRISCHE AUTOAUSRÜSTUNGEN
PRÜFANLAGE
EINSTELLBARER ANTRIEB

Szabo, W. u.a. : **Prüfung der Autospannungsregler durch Simulierung reeller Funktionsbedingungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 3, Apr 1979, p. 115

Die Arbeit hebt eine originelle Methode und Anlage zur operativen Prüfung der Autospannungsregler von 12 V und 24 V hervor, wobei ein elektrischens Schema, das dem reellen des Kraftfahrzeuges ähnlich ist, verwendet wird.

DK 538.551.23 :621 – 523

RESISTIVER STROMKREIS
GESTEUERTE QUELLEN
ALGORITHMUS, PROGRAMM, NULLER

Iordache, D., Iordache, M., Voicu, N. : **Algorithmus und Analyseprogramm der linearen, resistiven Stromkreise mit gesteuerten Quellen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, April 1979, p. 120

Es werden zwei originelle Analysealgorithmen der linearen, resistiven Stromkreise dargestelt, die diportgesteuerte Quellen jedwelcher Art, Gyratoren, Spannungs oder Stromkonverter und im allgemeinen jedwelches Multiportelement des Stromkreises, das ein äquivalentes, aus nur zvei dipolaren idealen Elementen bestehendes Schema hat (Widerstände, SIIT, SIIC, Nullatoren, Noratoren) enthalten.

DK 621.375.4

ELEKTROMETRISCHE VERSTÄRKER
AKTIVE FILTER
BREITBAND

Romanțan, S., Supp, O. : **Elecktrometrischer Verstärker grosser Geschwindigkeit zur Strommessung im Bereich von 10^{-7} — 10^{-12} A.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, April 1979, p. 125

Es werden die theoretischen Prinzipien und die praktische Ausführung zweier elektrometrischer Verstärker mit grossem dynamischen Bereich und Arbeitsgeschwindigkeit dargestellt.

CONTENTS

DC 621.3.027.3 :621.3.015.33.064

HIGH VOLTAGE TECHNIQUE
POWER TRANSFORMERS
SWITCHING OVERVOLTAGES
TEST STANDARDIZATION

Marinescu, A. : **On the pulse rise time selection for switching overvoltage power transformers testing.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, April 1979, p. 93

The necessary conditions for a pulse rise time rational selection are presented, which simulate the switching overvoltages, when testing the power transformers by meeting the requirements provided by ICE 76-3 Publication, according to the transformer design values.

DC 621.318.4 :621.318.73

D.C. COILS
CHARACTERISTICS
CALCULATION

Burcea, T. : **D.C. coils optimal sizing according to the minimal volume principle.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, April 1979, p. 97

This study deals with, and solves the problem of the inductance coils optimal sizing used in the D.C. equipments for filtering or limitting the flow current between two controlled rectifier converters. The optimum optimorum criterion (unconditional) is solved, which occurs when no additional condition is imposed on the coil inductance L, after the rated operation it has been sized for is surpassed (after the current i passing through the coil reaches a limitting value $I_l = cI_n$, a multiple of the rated current I_n).

DC 621.314 :621.3.045

ROTARY TRANSFORMERS
COILS
WINDINGS

Gavrilescu, C. : **The sinusoidal distribution coil winding factors in the rotary transformers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, April 1979, p. 110

The paper deals with the sinusoidal distribution coil winding factors various cases being considered.

DC 629.1.066 – 83 :621.34

ELECTRICAL EQUIPMENTS FOR VEHICLES
TESTING EQUIPMENT
CONTROLLABLE DRIVE

Szabo, W. a.o. : **Voltage regulators testing for vehicles by real operation conditions simulation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, April 1979, p. 115

An original method and equipment for effectively testing the 12 V and 24 V voltage regulators for vehicles is presented, by means of a circuit diagram similar to the real circuit diagram on vehicles.

DC 538.551.23 :621 – 523

RESISTIVE ELECTRICAL CIRCUIT
CONTROLLED SOURCES
ALGORITHM, PROGRAM, NULLORS

Iordache, D., Iordache, M., Voicu, N. : **An analysing algorithm and program for the controlled source resistive linear electrical circuits.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, April 1979, p. 120

Two original algorithms for resistive linear electric circuits analysis are presented, which are provided with two diport controlled sources of any type, gyrators, voltage or current converters, and, generally, any circuit multiport element which has an equivalent circuit exclusively formed of dipolar ideal elements (resistors, SIIT, SIIC, nullators, norators).

DC 621.375.4

ELECTROMETRIC AMPLIFIERS
ACTIVE FILTERS
WIDE BAND

Romanțan, S., Supp, O. : **High rate electrometric amplifier for measuring the 10^{-7} — 10^{-12} A trange currents.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, Aprll 1979, p. 125

The theoretical principles and the actual accomplishment of two high rate dynamical range electrometric amplifiers are presented.

SOMMAIRE

CD 621.3.027.3 :621.3.015.33.064

TECHNIQUE DE HAUTES TENSIONS
TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE
SURTENSIONS DE COMMUTATION
STANDARDISATION DES ESSAIS

Marinescu, A. : **Sur le choix du temps d'amplification des impulsions durant l'essai des transformateurs de puissance à des surtensions de commutation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, Apr 1979, p. 93

Dans cet ouvrage on expose les conditions nécessaires pour le choix adéquat du temps d'amplification de l'impulsion qui simule les surtensions de commutation durant l'essai des transformateurs de puissance dans les conditions prévues par la Publication CEI 76—3 et en fonction des paramètres constructifs des transformateurs.

CD 621.318.4 :621.318.73

BOBINES DE COURANT CONTINU
CARACTÉRISTIQUES
CALCUL

Burcea, T. : **Le dimensionnement optimum des bobines de courant continu selon le critère du minimum de volume.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, Apr 1979, p. 97

La présente étude aborde et solutionne le probleme du dimensionnement optimum des bobines d'inductance utilisées dans les installations de courant continu pour le fil

trage ou la limitation du flux du courant entre deux convertisseurs à redresseurs commandés. On y solutionne le critere d'optimum optimorum (nonconditionné) qui apparaît lorsqu'on ne pose aucune condition supplémentaire à l'inductance L de la bobine, apres le dépassement du fonctionnement nominal pour lequel on l'a dimensionnée (après que le courant i qui la traverse atteint une valeur limite $I_l = cI_n$, multiple du courant nominal I_n).

CD 621.314 :621.3.045

TRANSFORMATEURS ROTATIFS
BOBINAGES
ENROULEMENTS

Gavrilescu, C. : **Les facteur d'enroulement des bobinages à répartition sinusoïdale des transformateurs rotatifs.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, Apr 1979, p. 110

Cet ouvrage aborde le problème des facteurs d'enroulement des bobines à répartition sinusoïdale en divers cas.

CD 629.1.066 – 83 :621.34

ÉQUIPEMENT ÉLECTRIQUE POUR VÉHICULES
INSTALLATION D'ESSAI
ACTIONNEMENT RÉGLABLE

Szabo, W. et au. : **L'essai des régulateurs de tension pour véhicules par la simulation des conditions réelles de fonctionnement.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3 Apr 1979, p. 115

Dans cet ouvrage on met l'accent sur une méthode et une installation originale pour la vérification opérative des régulateurs de tension de 12 V et 24 V pour véhicules, utilisant un schéma électrique similaire au schéma réel du véhicule.

CD 538.551.23 :621 – 523

CIRCUIT ÉLECTRIQUE RÉSISTIF
SOURCES COMMANDÉES
ALGORITHME, PROGRAMME, NULORS

Iordache, D., Iordache, M., Voicu, N. : **Algorithme et programme d'analyse pour les circuits électriques linéaires résistifs à sources commandées.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, Apr 1979, p. 120

On y présente deux algorithmes originaux d'analyse des ciruits électriques linéaires résistifs qui contiennent des sources commandées diplex de tout type, girateurs, convertisseurs de tension ou de courant et généralement, tout élément multiplex de circuit qui a un schéma équivalent formé seulement par des éléments idéaux dipolaires (résistors, SIIT, SIIC, nulators, norators).

CD 621.375.4.

AMPLIFICATEUR ÉLECTROMÉTRIQUE
FILTRES ACTIVES
BANDE LARGE

Romanţan, S., Supp, O. : **Amplificateur électrométrique de grande vitesse pour mesurer les courants dans la plage $10^{-7} – 10^{-12}$ A.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 3, Apr 1979, p. 125

On y présente les principes théoriques et la réalisation pratique de deux amplificateurs électrométriques à gamme dynamique et grande vitesse d'opération.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 3

CZ 621.3.027.3 :621.3.015.33.064 : 621.314.212.001.4

TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE
TRANSFORMATOARE DE PUTERE
STANDARDIZAREA ÎNCERCĂRILOR
SUPRATENSIUNI DE COMUTAŢIE

Cu privire la alegerea timpului de creştere a impulsurilor la încercarea transformatoarelor de putere la supratensiuni de comutaţie

ANDREI MARINESCU*—CRAIOVA

Introducere

În 1977 a intrat în vigoare publicaţia CEI 76—3 [1] care tratează metodele de încercare a izolaţiei transformatoarelor de mare putere şi înaltă tensiune.

Principalele idei cuprinse în această publicaţie referitoare la încercarea cu supratensiuni de comutaţie sînt următoarele :

a — există două metode de încercare : metoda 1 este cea clasică ; metoda 2 reduce nivelul tensiunii de încercare cu tensiune indusă introducînd suplimentar încercarea la supratensiuni de comutaţie (*STC*) şi descărcări parţiale (*DP*) ;

b — încercarea la *STC* a înfăşurărilor cu tensiune maximă de funcţionare, mai mare decît 300 kV, devine încercare de serie în cadrul metodei 2 ;

c — durata frontului impulsului *STC* trebuie să fie de cel puţin 20 μs ;

d — durata de menţinere a tensiunii, peste nivelul 90%, (t_{90}) să fie de cel puţin 200 μs ;

e — durata totală pînă la prima trecere prin zero (t_0) să fie de minimum 500 μs ; t_0 poate fi crescut prin aplicarea unor impulsuri de polaritate opusă sau prin trecerea unui curent continuu temporar.

Lucrarea se referă în mod special la condiţiile de realizare, respectiv alegere, a duratei de front, conform noii norme CEI, pe baza cunoaşterii spectrului de amplitudine a impulsurilor *STC* şi a frecvenţelor proprii ale înfăşurărilor transformatoarelor de putere.

1. Stabilirea domeniului de frecvenţe în care *STC* determină comportarea izolaţiei transformatoarelor în exploatare

Un studiu sistematic de comportare se poate face numai dacă se cunoaşte spectrul continuu de frecvenţă caracteristic impulsurilor singulare care solicită izolaţia în exploatare.

În figura 1 se schiţează principalele forme de impulsuri de tensiune utilizate în laboratoare, prin care se simulează solicitările reale din exploatare : impulsul dublu exponenţial de supratensiune atmosferică (*STA*) 1,2/50 μs, impulsul dublu exponenţial de supratensiune de comutaţie (*STC*) 250/2500 μs şi impulsul oscilant amortizat de supratensiune de comutaţie (*STC—OA*) de tip $U(1-\cos \omega t)$.

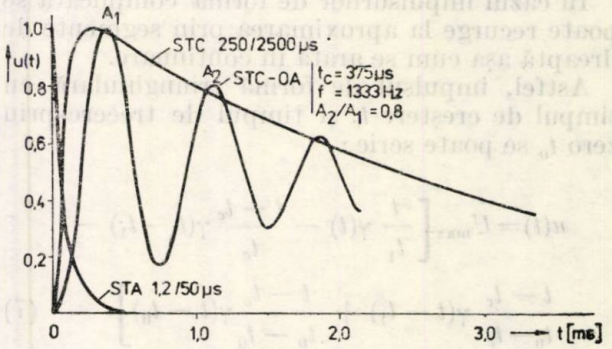


Fig. 1. Tipuri de impulsuri care acţionează asupra izolaţiei : *STA*-supratensiuni atmosferice 1,2/50 μs ; *STC* — supratensiuni de comutaţie 250/2500 μs ; *STC—OA* — supratensiuni de comutaţie oscilant amortizate (t_c = 375 μs ; f = 1333 Hz ; A_2/A_1 = 0,8) ; A_1, A_2 — amplitudini succesive ale oscilaţiilor ; t_c — timpul de creştere ; f — frecvenţa echivalentă a oscilaţiilor.

Pentru determinarea spectrului de amplitudine trebuie calculat modulul transformatei Fourier a impulsului respectiv cu relaţiile cunoscute :

$$U(j\omega)=\int_0^\infty u(t)\,\exp\,(-j\,\omega t)\,dt = A\,(\omega) - jB(\omega), \tag{1}$$

şi :

$$|\,U(j\omega)\,| = [A^2(\omega) + B^2(\omega)]^{1/2}. \tag{2}$$

* Dr. ing. *Marinescu A.* este şeful Laboratorului de înaltă tensiune de la ICP „Electroputere" — Craiova.

De remarcat că, majoritatea impulsurilor reale care apar în sistemele electroenergetice au arie finită astfel că transformata Fourier, respectiv spectrul de amplitudine pot fi calculate cu uşurinţă din transformata Laplace înlocuind pe p cu $j\omega$ [2].

În cazul impulsului dublu exponenţial:

$$u(t) = U_{max}[\exp(-at) - \exp(-bt)], \quad (3)$$

avem:

$$\int_0^\infty u(t)\,dt = U_{max}\left(\frac{1}{a} - \frac{1}{b}\right), \quad (4)$$

şi, deci:

$$U(j\omega) = [U_{max}\,1/(a + j\omega) - 1/(b + j\omega)], \quad (5)$$

iar:

$$|U(j\omega)| = U_{max}\left[\left(\frac{a}{a^2+\omega^2} - \frac{b}{b^2+\omega^2}\right)^2 + \omega^2\left(\frac{1}{a^2+\omega^2} - \frac{1}{b^2+\omega^2}\right)\right]^{1/2}. \quad (6)$$

În cazul impulsurilor de formă complicată se poate recurge la aproximarea prin segmente de dreaptă aşa cum se arată în continuare.

Astfel, impulsul de formă triunghiulară cu timpul de creştere t_c şi timpul de trecere prin zero t_0 se poate scrie:

$$u(t) = U_{max}\left[\frac{t}{t_1}\gamma(t) - \frac{t-t_c}{t_c}\gamma(t-t_1) - \frac{t-t_c}{t_0-t_c}\gamma(t-t_1) + \frac{t-t_o}{t_0-t_0}\gamma(t-t_0)\right], \quad (7)$$

unde: $\gamma(t)$, $\gamma(t-t_1)$, $\gamma(t-t_0)$ sînt impulsuri treaptă unitate simple sau retardate.

Spectrul său de amplitudine este dat de relaţia (2):

$$|U(j\omega)| = \frac{U_{max}}{\omega_2}\left[\left(\frac{\cos\omega t_c - 1}{t_c} + \frac{\cos\omega t_c - \cos\omega t_0}{t_0 - t_c}\right)^2 + \left(\frac{\sin\omega t_c}{t_c} + \frac{\sin\omega t_c - \sin\omega t_0}{t_0 - t_c}\right)^2\right]^{1/2},$$

unde s-a ţinut seama de faptul că:

$$\int_0^\infty t\gamma(t-a)\exp(-j\omega t)\,dt = (a/j\omega - 1/\omega^2)\exp(-j\omega a),$$

şi:

$$\int_0^\infty \gamma(t-a)\exp(-j\omega t)\,dt = (1/j\omega)\exp(-j\omega a).$$

Impulsul trapezoidal (palier orizontal), cu timpul de creştere t_c, care modelează impulsurile *STA* sau *STC* tăiate ca urmare a amorsării unui descărcător, se pot scrie:

$$u(t) = U_{max}\left[\frac{t}{t_1}\gamma(t) - \frac{t-t_c}{t_c}\gamma(t-t_c) - \frac{t-t_0}{t_0}\gamma(t-t_0)\right], \quad (9)$$

şi:

$$|U(j\omega)| = \frac{U_{max}}{\omega^2}\left[\left(\frac{\cos\omega t_c - 1}{t_c} + \frac{\cos\omega t_0}{t_0}\right)^2 + \left(\frac{\sin\omega t_c}{t_c} + \frac{\sin\omega t_0}{t_0}\right)^2\right]^{1/2}. \quad (10)$$

Pentru modelarea influenţei saturaţiei circuitului magnetic asupra formei supratensiunilor de comutaţie care acţionează asupra transformatoarelor se va considerea tot un impuls trapezoidal. Acesta are timpul de creştere t_c, iar în momentul t_s, ca urmare a saturaţiei circuitului magnetic, cade la zero într-un timp $t_0 - t_s$. Se obţine:

$$u(t) = U_{max}\left[\frac{t}{t_c}\gamma(t) - \frac{t-t_c}{t_c}\gamma(t-t_c) - \frac{t-t_s}{t_0\,t_s}\gamma(t-t_s) + \frac{t-t_0}{t_0-t_s}\gamma(t-t_0)\right], \quad (11)$$

şi:

$$|U(j\omega)| = \frac{U_{max}}{\omega^2}\left[\frac{\cos\omega t_c - 1}{t_c} + \frac{\cos\omega t_s - \cos\omega t_0}{t_0 - t_s}\right)^2 + \frac{\sin\omega t_c}{t_c} + \frac{\sin\omega t_s - \sin\omega t_0}{t_0 - t_s}\right)^2\Big]^{1/2}. \quad (12)$$

În acest fel se realizează o aproximare mai bună a spectrului de amplitudine a impulsurilor care acţionează în realitate asupra izolaţiei în reţelele electrice de înaltă tensiune, decît dacă s-ar considera, ca de obicei [3], că izolaţiaeste solicitată de impulsuri standard dublu exponenţiale.

În figura 2 se dau caracteristicile de frecvenţă a impulsurilor cu forma şi caracteristicile din figura 3.

Impulsurile *STC* cu frontul de 5 μs corespund propunerii americane de modificare a tehnicii de încercare actuale [4].

Principalul rezultat al analizei din figura 2 este faptul că cele două tipuri principale de

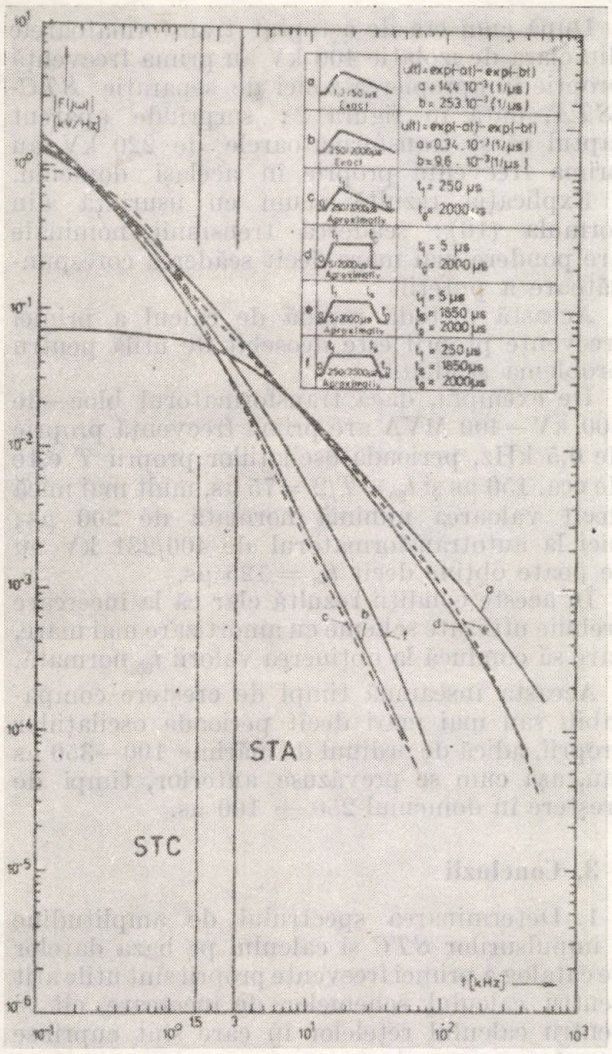


Fig. 2. Caracteristici amplitudine-frecvenţă pentru impulsurile de încercare cu forma şi parametrii din figura 3.

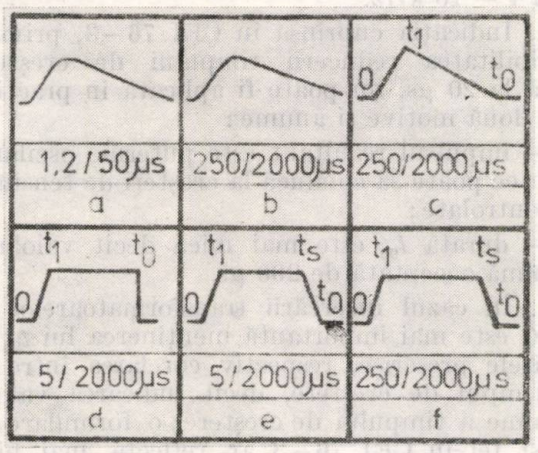


Fig. 3. Principalele caracteristici ale impulsurilor analizate în lucrare: $a-u(t)$ conform relaţiei (3), $a=0{,}0144$ 1/μs, $b=0{,}253$ 1/μs; $b-u(t)$ conform relaţiei (3), $a=0{,}00034$ 1/μs, $b=0{,}0096$ 1/μs; $c-u(t)$ conform relaţiei (7), $t_1=250$ μs, $t_0=2000$ μs; $d-u(t)$, conform relaţiei (9), $t_1=5$ μs, $t_0=2000$ μs; $e-u(t)$, conform relaţiei (11), $t_1=5$ μs, $t_s=1850$ μs, $t_0=2\,000$ μs; $f-u(t)$, conform relaţiei (11), $t_1=250$ μs, $t_s=1\,850$ μs, $t_0=2\,000$ μs.

impulsuri *STA* şi *STC* produc nivele de excitaţie diferite, dar că, în general:

— în banda 1,5 pînă la 3 kHz acţiunea celor două impulsuri este echivalentă;

— la frecvenţe peste (3 ÷ 4) kHz excitaţia produsă de impulsul *STA* este mai mare decît cea produsă de impulsul *STC*;

— la frecvenţe sub 1,5 kHz excitaţia produsă de impulsul *STC* este mai mare decît cea produsă de impulsul *STA*;

— creşterea duratei spatelui t_0 conduce la mărirea excitaţiei pe frecvenţe joase. Acesta este un deziderat al tuturor metodelor de încercare care se propun pentru înlocuirea încercării clasice cu tensiune indusă a transformatoarelor prin încercare cu *STC* [5];

— propunerea americană de reducere a frontului impulsului de la 250 la 5 μs cu menţinerea spatelui conduce la o solicitare echivalentă a impulsurilor *STC* şi *STA* clasice luate la un loc (cu excepţia impulsului *STA* tăiat);

— aproximarea impulsului dublu exponenţial printr-un impuls triunghiular nu conduce la erori însemnate.

2. Calculul direct al primei frecvenţe proprii (rezonanţa serie) la transformatoarele de mare putere şi înaltă tensiune pe baza datelor de catalog

În literatura de specialitate se citează cazuri de apariţie a unor defecţiuni la transformatoarele de putere, datorate proceselor tranzitorii de comutaţie [4]. Astfel de cazuri atrag atenţia asupra necesităţii de a cunoaşte mai bine comportarea transformatoarelor la supratensiunile care apar în reţele. Totuşi ridicarea caracteristicii de frecvenţă a transformatorului şi compararea ei cu spectrul de frecvenţe posibil să apară în reţeaua respectivă nu este întotdeauna realizabilă practic. De aceea prezintă interes posibilitatea de determinare a primei frecvenţe proprii prin formule în care să se utilizeze numai parametrii înscrişi pe plăcuţa transformatorului.

Astfel, din practica americană se cunosc două formule empirice pentru prima frecvenţă proprie (rezonanţă serie) [4]:

$$(f_{rs})_1 = \frac{220\,(S_N/3)^{0{,}36}}{(U_N/3)^{0{,}95}},\ \text{kHz, MVa, kV,} \qquad (13)$$

propusă de Hessen şi:

$$(f_{rs})_1 = \frac{325(S_N/3)^{0{,}275}}{(U_N/3)^{0.95}},\ \text{kHz, MVA, kV,} \qquad (14)$$

propusă de Phillips.

Încercarea de aplicare a acestor relaţii la transformatoarele fabricate in RSR nu a dus la rezultate apropiate valorilor obţinute prin măsurători, deoarece aceste relaţii sînt caracteristice

unui anumit tip constructiv din practica americană (execuţie în manta cu înfăşurări alternate).

În [6] s-a dedus o relaţie semiempirică pentru determinarea frecvenţei de rezonanţă serie la transformatoarele de putere fabricate în R.S.R., pornind de la relaţia de bază:

$$(f_{rs})_1 = 1/2\ (L_s\ C_T)^{1/2}, \qquad (15)$$

unde L_s este inductivitatea de scăpări a perechii de înfăşurări în discuţie, iar C_T este capacitatea dinamică a transformatorului.

Această relaţie este:

$$(f_{rs})_1 = k\,\frac{S_N^{0,25}}{(U_N \cdot u_{sc})^{0,5}},\ \text{kHz, MVA, kV, \%}, \qquad (16)$$

unde S_N este puterea trifazată a transformatorului, (puterea electromagnetică în cazul autotransformatoarelor), U_N — tensiunea nominală (de linie) a înfăşurării de înaltă tensiune; u_{sc} — tensiunea de scurtcircuit a perechii de înfăşurări studiate, iar k — o constantă constructivă a seriei de transformatoare care urmează să fie determinată experimental.

Se observă că, spre deosebire de relaţiile (13) şi (14) relaţia (16) ţine seama de tensiunea de scurtcircuit a transformatorului, ceea ce duce la o mărire a preciziei de determinare a frecvenţei de rezonanţă.

Constanta k se determină pe baza medierii datelor experimentale, separat pentru fiecare clasă de tensiune nominală. Această diferenţiere pe clase de tensiuni nominale se face cu scopul de a mări precizia de determinare a frecvenţei, ţinînd seama de diferenţele constructive şi rezervele de izolaţie practicate în mod curent.

Prin adoptarea valorilor medii ale lui k, cuprinse în tabelul 1, se asigură, pentru transformatoarele fabricate în R.S.R., indiferent de tip, tensiune nominală şi putere, o eroare maximă la determinarea primei frecvenţe proprii de ±5%, faţă de valorile măsurate.

Tabelul 1

U_N, kV	Tip (S_N/MVA/)	k	$(f_{rs})_1$ kHz
110	Trafo (40—16)	150	9,5—15
220	Trafo(90—250)	100	5,3—7,2
	Autotrafo (200)	110	9,8
400	Trafo (400)	115	6,5
	Autotrafo (400)	95	4

După cum era de aşteptat transformatoarele din clasa de izolaţie 400 kV au prima frecvenţă proprie în apropierea zonei de separaţie *STC-STA*, dată în figura 2; surprinde aparent faptul că şi transformatoarele de 220 kV au prima frecvenţă proprie în acelaşi domeniu.

Explicaţia rezultă acum cu uşurinţă din formula (16): scăderea trensiunii nominale are pondere mai mare decît scăderea corespunzătoare a puterii.

Această metodă rapidă de calcul a primei frecvenţe proprii este deosebit de utilă pentru problema studiată.

De exemplu, dacă transformatorul bloc—de 400 kV—400 MVA are prima frecvenţă proprie de 6,5 kHz, perioada oscilaţiilor proprii T este de cca. 150 μs şi $t_{90} = T/2 = 75$ μs, mult mai mică decît valoarea minimă normată de 200 μs; nici la autotransformatorul de 400/231 kV nu se poate obţine decît $t_{90} = 125$ μs.

În aceste condiţii rezultă clar că la încercare trebuie utilizate scheme cu amortizare mai mare, care să conducă la obţinerea valorii t_{90} normată.

Aceasta înseamnă timpi de creştere comparabili sau mai mari decît perioada oscilaţiilor proprii, adică de ordinul de mărime 100—350 μs sau, aşa cum se prevăzuse anterior, timpi de creştere în domeniul 250 ± 100 μs.

3. Concluzii

1. Determinarea spectrului de amplitudine a impulsurilor *STC* şi calculul pe baza datelor de catalog a primei frecvenţe proprii sînt utile atît pentru calculul schemelor de încercare, cît şi pentru calculul reţelelor în care sînt cuprinse transformatoare de putere.

2. Prima frecvenţă proprie la transformatoarele de 220 kV şi 400 kV este cuprinsă în domeniul 4 — 10 kHz.

3. Indicaţia cuprinsă în CEI 76—3, privind posibilitatea reducerii timpului de creştere pînă la 20 μs, nu poate fi aplicată în practică din două motive şi anume:

— impulsul rezultant este puternic oscilant, ceea ce poate să conducă la creşteri de tensiune necontrolate;

— durata t_{90} este mai mică decît valoarea minimă acceptată de 200 μs.

4. În cazul încercării transformatoarelor la *STC* este mai importantă menţinerea lui t_{90} în limitele prescrise, respectiv corelarea între t_{90} şi timpul de creştere, decît indicarea valorii minime a timpului de creştere; o formulare de acest fel în CEI 76—3 ar reflecta mai bine condiţiile reale de încercare.

5. Rolul de a excita transformatorul pe frecvenţele sale proprii să fie încredinţat, ca şi pînă acum, încercării la *STA*; posibilitatea de a suporta *STC* cu timpi de creştere neobişnuit de scurţi, de exemplu 5 μs ca în [4], nu s-ar justifica

decît în cazul unei încercări de tip nou, care să înlocuiască ambele încercări actuale *STA* și *STC*; această problemă merită să fie studiată în viitor, în primul rînd, pentru reducerea duratei încercărilor la transformatoarele de foarte înaltă tensiune.

Bibliografie

[1] CEI 76—3 Power Transformers Part 3 : Insulation Levels and Dielectric Tests 1977.

[2] *Balabanian, N., Bickart, Th.* Teoria modernă a circuitelor. București, Editura tehnică 1974.

[3] *Langlois-Berthelot, R.* Les divers facteurs d'équivalence de la tenue d'une isolation dans l'huile et dans l'air aux surtensions transitoires de différentes natures et les facteurs de surtension dans les reseaux. In RGE **75** nr. 4, 1966 p. 581—593.

[4] *McNutt, W.J., Blalock., T.J., Hinton, R.A.* Response of Transformer Windings to System Transient Voltages. In : TIEEE **PAS— 93**, 1974, nr. 2, p. 457—467.

[5] *Marinescu, A.* O nouă metodă de încercare a transformatoarelor la supratensiuni de comutație. În : Electrotehnica **23**, nr. 1, 1975, p. 32—39.

[6] *Marinescu, A., Crăciun A.* O formulă semiempirică pentru calculul primei frecvențe proprii la transformatoarele de mare putere și înaltă tensiune. În : Comunicări Tehnice Electroputere 1975, nr. 7, p. 73—78.

CZ 621.318.4:621.318.73

BOBINE DE C.C.
CARACTERISTICI
CALCUL

Dimensionarea optimă a bobinelor de curent continuu după criteriul minimului de volum

TITUS BURCEA* — BUCUREȘTI

I. Considerații generale

În ultimul timp, datorită răspîndirii acționărilor moderne de curent continuu, care folosesc mutatoare cu redresoare comandate (tiristoare, ignitroane, tiratroane etc.), bobinele cu miez de fier care prezintă o inductanță mare într-un volum relativ redus — acceptabil deci și în instalațiile de mare putere — au obținut o largă utilizare ca impedanțe de limitare a curentului de circulație dintre cele 2 convertizoare montate în antiparalel (pentru cele 2 sensuri de mers ale motorului) [5, 6, 7].

O metodă științifică de proiectare a acestora, bazată pe deducții matematice și urmărind realizarea unui optim conform unor criterii stabilite, este imperios necesară, cu atît mai mult cu cît literatura tehnică de specialitate de pînă acum abundă în recomandări și relații empirice, obligînd pe proiectant să tatoneze, să refacă de multe ori calculele pentru a găsi o soluție, fără să fie sigur că a găsit soluția optimă. Prin metodele expuse în acest articol se poate realiza dimensionarea optimă a bobinelor cu miez de fier, proiectarea reducîndu-se, de fapt, la o simplă aplicație numerică.

II. Cerințele care se impun bobinelor de filtrare și bobinelor de limitare a curentului de circulație

1. *Caracteristicile tehnice funcționale*

1.0. În cazurile cele mai frecvente, unei astfel de bobine i se cere să prezinte o anumită inductanță L_n (nominală) constantă (exceptînd zona curenților foarte mici), atîta timp cît curentul i care o parcurge (continuu și pulsatoriu) este mai mic sau egal cu o anumită valoare maximă instantanee în funcționarea normală (cea corespunzătoare valorii maxime a pulsului de curent), $I_n(I_{\text{nominal}}$ al bobinei), urmînd ca atunci cînd $i > I_n$, bobina saturîndu-se, inductanța ei să se reducă, putînd lua orice valoare L_{go}, pentru o creștere a curentului de c ori, de exemplu, pînă la o valoare limită sau o valoare de saturație $I_l = c \cdot I_n$. Deci, în expresie matematică :

$$L = L_n, \text{ pentru } i \leqslant I_n, \tag{0a}$$

$$L = L_{go} = \frac{L_n}{g_0}, \text{ pentru } i = I_l = c \cdot I_n > I_n, \tag{0b}$$

$$\text{unde : } c > 1 ; \text{ iar } g_0 > 1. \tag{0c}$$

În anumite situații acestor bobine li se poate impune însă o condiție suplimentară privitoare la valoarea inductanței lor, după începerea saturației, cînd curentul care le parcurge a atins o anumită valoare I_l.

1.1. În cazul bobinelor de limitare a curentului de circulație, se urmărește, în general, ca la atingerea unei valori I_l, a curentului total care le parcurge (egală cu o anumită fracțiune s din curentul nominal al motorului alimentat $I_{Nm}(I_l = s \cdot I_{Nm} = cI_n)$, bobina să fie cît mai saturată posibil, astfel încît inductanța ei L_{g1} să fie mai mică sau cel mult egală cu o anumită valoare maximă impusă : L_{gi1}. Deci :

$$L = L_n, \quad \text{pentru } i \leqslant I_n, \tag{1a}$$

$$L = L_{g1} = \frac{L_n}{g_1} \leqslant \frac{L_n}{g_{i1}}, \text{ pentru } i = I_l = c \cdot I_n > I_n, \tag{1b}$$

$$\text{unde : } c > 1, \quad \text{iar : } g_1 \geqslant g_{i1} > 1. \tag{1c}$$

* Ing. *Burcea, T.* este cercetător științific principal la I.P.A. — București.

1.2. În cazul bobinelor de filtrare a curentului continuu, problema se pune, de obicei, invers: se cere ca bobina, chiar saturată fiind, atunci cînd este parcursă de un curent limită (necesar de exemplu accelerării motorului în regim tranzitoriu), $I_l = c.I_n$, inductanţa ei micşorată L_{g2} să fie totuşi mai mare sau cel puţin egală cu o anumită valoare minimă impusă L_{gi2}, pentru ca şi în această situaţie să se mai realizeze o oarecare filtrare. Ca urmare:

$$L = L_n, \text{ pentru } i \leqslant I_n, \tag{2a}$$

$$L = L_{g2} = \frac{L_n}{g_2} \geqslant \frac{L_n}{g_{i2}}, \text{ pentru } i = I_l = c \cdot I_n > I_n, \tag{2b}$$

$$\text{unde } c > 1, \text{ iar } 1 < g_2 \leqslant g_{i2}. \tag{2c}$$

De la început trebuie precizat că, nu pot fi satisfăcute condiţiile 1 sau 2 pentru orice valoare a parametrilor g_{i1}, g_{i2} şi c. Pretenţiile mai „rezonabile" în ceea ce priveşte valorile lui g (deci variaţia inductanţei cu curentul care o străbate) pot fi totuşi satisfăcute, mai ales cînd există o gamă mai largă de materiale magnetice.

Calculul de dimensionare optimă în aceste condiţii, în parte analitic şi în parte grafic este laborios, dar exact.

2. Caracteristici constructive

Bobinele studiate, lucrînd la curenţi mari (uneori de ordinul zecilor sau chiar sutelor de amperi) şi cerîndu-li-se să prezinte inductanţe relativ mari (de ordinul zecimilor sau chiar unităţilor de Henry) vor trebui construite ca bobine cu miez de fier (cu întrefier relativ mic), pentru a nu ocupa un volum prea mare în cadrul respectivei instalaţii de acţionare. Ele vor trebui, deci, construite în una din cele 2 variante clasice cunoscute:

a — în manta, sau

b — cu coloane,

de aşa manieră încît îndeplinind cerinţele tehnice, magnetice şi electrice puse de utilizarea respectivă, şi menţionate la punctul 1 de mai sus, să satisfacă unul din următoarele două criterii de optimizare:

a — Criteriul gabaritului minim P, care cere ca volumul paralelipipedului circumscris bobinei V_P să fie minim posibil.

b — Criteriul greutăţii minime E, care cere ca volumul efectiv al bobinei $V_E = V_F + V_B$ (unde V_F este volumul miezului de fier iar V_B este volumul bobinajului), deci, volumul dislocat de bobină într-o baie de ulei şi odată cu el (cu o bună aproximaţie) şi greutatea totală a bobinei, să fie minime.

În funcţie de locul de utilizare, proiectantul poate acorda mai multă greutate unuia sau altuia din cele 2 criterii de optimizare.

3. Sistematizarea studiului de rezolvare a cerinţelor impuse prin tema bobinelor

Studiul acesta va cuprinde 3 părţi:

A. Ecuaţii şi diagrame generale de funcţionare şi dimensionare optimă a bobinelor.

B. Calculul efectiv de dimensionare a bobinelor în cazul optimului necondiţionat (optimum optimorum, corespunzător impunerii prin temă a condiţiei 0).

C. Calculul efectiv de dimensionare a bobinelor în cazul optimului condiţionat (corespunzător impunerii prin temă a uneia din condiţiile restrictive 1 sau 2).

III. Relaţii de funcţionare şi de dimensionare optimă a bobinelor

1. Ecuaţii şi diagrame generale de funcţionare a bobinelor

1.1. În cele de mai jos se vor prezenta mărimile caracteristice ale bobinelor, simbolurile lor şi relaţiile matematice dintre ele.

Se va porni de la legile generale ale electrotehnicii [2] şi de la relaţia de definiţie a inductanţei L — (lucruri îndeobşte cunoscute), apoi se vor introduce noţiuni şi relaţii noi corespunzătoare unor mărimi caracteristice care vor fi definite pe parcurs.

Chiar de la început trebuie să se amintească faptul că însăşi caracteristica de bază a materialului magnetic respectiv — curba de magnetizare (fig. 1 şi fig. 3), care arată dependenţa inducţiei magnetice B de cîmpul magnetic H, nu este cunoscută sub forma analitică, ci se prezintă de către fabricant numai sub formă grafică, ca rezultat al unor determinări experimentate [3].

În plus trebuie precizat tot de la început că în cele ce urmează calculul matematic — atît cel analitic, cît şi cel grafic, au la bază anumite idealizări rezultate din următoarele consideraţii:

Caracteristica reală de magnetizare a materialului [3] (fig. 1*a*) prezintă o permeabilitate dinamică (diferenţială) $\mu_d = \frac{dB}{dH}$ care nu este de fapt riguros constantă pe nici o porţiune a curbei de magnetizare. Această permeabilitate mică în apropierea originii, creşte relativ repede pe porţiunea OA, şi foarte încet pe porţiunea AB, scade foarte încet pe porţiunea BC, repede pe porţiunea CS şi încet dincolo de punctul S, unde se consideră că s-a atins saturaţia magnetică. Datorită variaţiilor foarte mici ale lui μd pe porţiunea ABC, se poate spune că pe această porţiune a caracteristicii

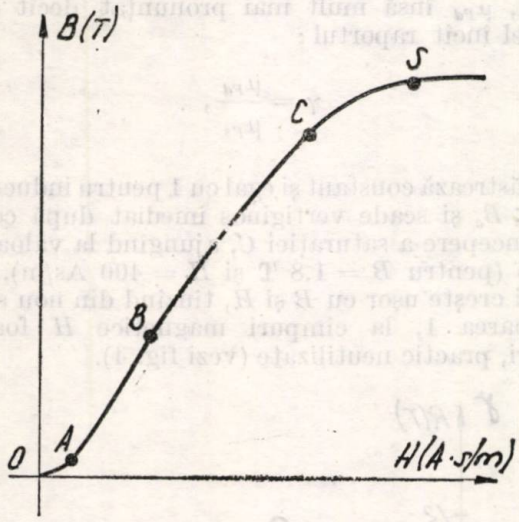


Fig. 1.a. Caracteristica de magnetizare reală a unui material magnetic.

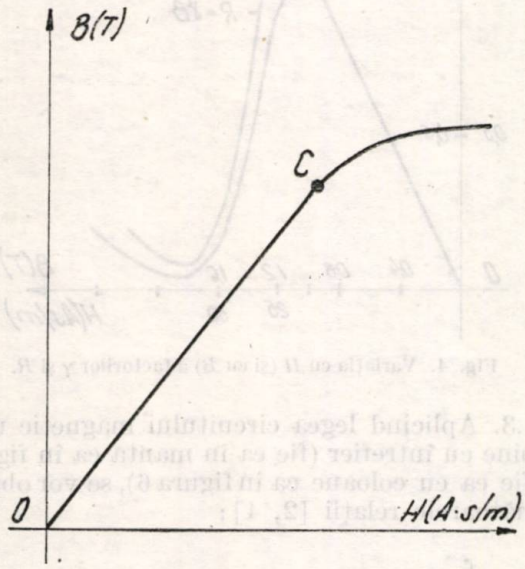


Fig. 1.b. Caracteristica de magnetizare idealizată a unui material magnetic.

de magnetizare μ_d este aproximativ constant. Întrucît inductanţa bobinei L este proporţională cu permeabilitatea magnetică diferenţială (dinamică) absolută (vezi relaţia 18):

$$L = G \cdot \mu_{da}, \qquad (3)$$

reiese că şi această inductanţă va prezenta o variaţie faţă de cîmpul magnetic H şi, deci, faţă de curentul I care îl produce, de forma celei arătate în figura 2 a.

Idealizările care au stat la baza calculului ce urmează sînt următoarele:

a. S-a considerat că porţiunea AC a caracteristicii de magnetizare este perfect liniară şi că, deci, pe această porţiune permeabilitatea magnetică dinamică este constantă şi egală cu μ_n (permeabilitatea nominală).

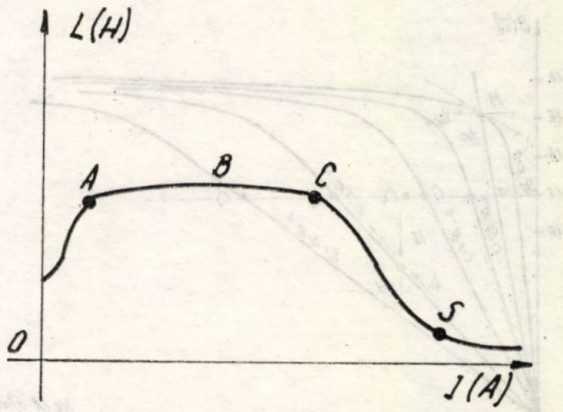


Fig. 2.a. Variaţia inductanţei L cu curentul I care o parcurge la o bobină cu miez de fier (curba reală).

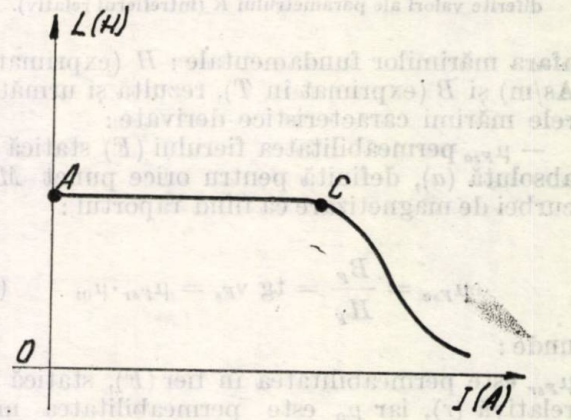


Fig. 2.b. Variaţia inductanţei L cu curentul I care o parcurge la o bobină cu miez de fier (curba idealizată).

b. S-a făcut abstracţie de existenţa micii porţiuni OA din apropierea originii, considerîndu-se că porţiunea liniară a caracteristicii de magnetizare începe chiar din origine. În consecinţă, pe toată această porţiune OC, liniară (prin idealizare) s-a admis că permeabilitatea magnetică diferenţială $\mu_d = \frac{dB}{dH}$ şi permeabilitatea magnetică statică $\mu_s = \frac{B}{H}$ sînt egale între ele şi constante:

$$\mu_d = \mu_s = \mu_n. \qquad (3a)$$

Ca urmare a acestui fapt caracteristica de magnetizare luată în calcul şi inductanţa calculată se prezintă ca în figurile 1 *b* şi 2 *b*.

c. O altă idealizare constă în aceea că în calculul care urmează s-a neglijat dispersia magnetică, considerîndu-se că toate liniile de cîmp sînt cuprinse în tubulatura cilindrică, determinată de miezul de fier.

1.2. Din curba de magnetizare a materialului feromagnetic respectiv (vezi fig. 3 în care pentru exemplificare s-a reprezentat curba de magnetizare a materialului $ARMCO - M6X$), în

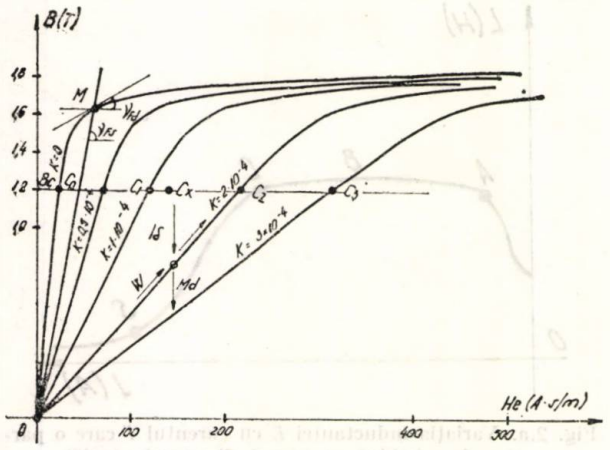


Fig. 3. Caracteristici echivalente de magnetizare pentru diferite valori ale parametrului K (întrefierul relativ).

afara mărimilor fundamentale: H (exprimat în As/m) şi B (exprimat în T), rezultă şi următoarele mărimi caracteristice derivate:

— μ_{Fsa} permeabilitatea fierului (F) statică (s), absolută (a), definită pentru orice punct M al curbei de magnetizare ca fiind raportul:

$$\mu_{Fsa} = \frac{B_F}{H_F} = \operatorname{tg} \nu_{Fs} = \mu_{Fsr} \cdot \mu_0, \qquad (4a)$$

unde:

μ_{Fsr} este permeabilitatea în fier (F), statică (s), relativă (r), iar μ_0 este permeabilitatea magnetică a aerului constantă şi egală în sistemul *MKSA* cu:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m},$$

— μ_{Fda} permeabilitatea fierului (F), dinamică (d), absolută (a), definită pentru orice punct M al curbei de magnetizare ca fiind raportul:

$$\mu_{Fda} = \frac{dB}{dH} = \lim_{\Delta H \to 0} \frac{\Delta B}{\Delta H} = \operatorname{tg} \nu_{Fd} = \mu_{Fdr} \cdot \mu_0, \qquad (4b)$$

unde, în mod analog, μ_{Fdr} este permeabilitatea dinamică relativă a fierului.

În cele ce urmează dacă lui μ îi lipseşte indicele final a sau r se va subînţelege că este vorba de permeabilitatea relativă μ_{Fsr} sau μ_{Fdr}:

— H_{FC} şi B_c sînt cîmpul magnetic critic în fier şi, respectiv, inducţia critică, pînă la care curba de magnetizare este aproximativ o dreaptă (fierul nu a început să se satureze). Se vede că pe porţiunea $H_F < H_{FC}$, respectiv $B < B_c$ permeabilităţile magnetică statică şi dinamică sînt egale, adică:

$$\mu_{Fs} = \mu_{Fd} = \mu_{Fn} = \text{constant}. \qquad (5)$$

— Pentru fierul *ARMCO* — *M6X*; $\mu_{Fn} = 40.10^3$.

După ce începe saturaţia atît μ_{Fs}, cît şi μ_{Fd} scad, μ_{Fd} însă mult mai pronunţat decît μ_{Fs}, astfel încît raportul:

$$\gamma = \frac{\mu_{Fd}}{\mu_{Fs}}, \qquad (6)$$

se păstrează constant şi egal cu 1 pentru inducţiile $B \leqslant B_c$ şi scade vertiginos imediat după cotul de începere a saturaţiei C, ajungînd la valoarea 0,05 (pentru $B = 1{,}8$ T şi $H = 400$ As/m), iar apoi creşte uşor cu B şi H, tinzînd din nou spre valoarea 1, la cîmpuri magnetice H foarte mari, practic neutilizate (vezi fig. 4).

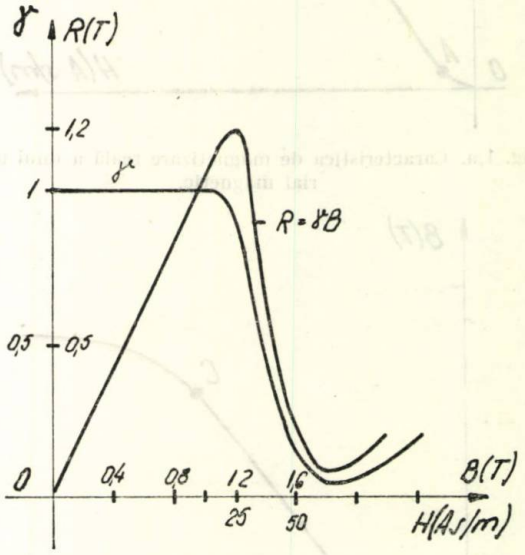


Fig. 4. Variaţia cu H (şi cu B) a factorilor γ şi R.

1.3. Aplicînd legea circuitului magnetic unei bobine cu întrefier (fie ea în manta ca în figura 5, fie ea cu coloane ca în figura 6), se vor obţine următoarele relaţii [2, 4]:

$$\oint \bar{H} \cdot d\bar{r} = H_F \cdot l_F + H_\delta \cdot l_\delta = \theta = N \cdot i, \qquad (7)$$

unde:

l_F este lungimea medie a liniei de cîmp magnetic în fier;

l_δ — lungimea totală a întrefierului străbătutut de o linie de cîmp;

H_f — intensitatea cîmpului magnetic în fier;

H_δ — intensitatea cîmpului magnetic în întrefier (aer);

θ — solenaţia;

N — numărul total de spire ale bobinei;

i — curentul care parcurge bobina.

Cum inducţia magnetică B este un cîmp solenoidal (div $B = 0$) rezultă că:

$$B_F = B_\delta = B = \mu_{Fsa} \cdot H_F = \mu_0 H_\delta. \qquad (8)$$

Relaţia (8) arată că existenţa întrefierului provoacă o neuniformitate în distribuţia cîmpu-

lui magnetic H în lungul tubului de linii de forţă ale inducţiei magnetice B. În consecinţă, la o astfel de bobină se poate vorbi de un cîmp magnetic echivalent [1] H_e (o mărime de calcul) definită ca fiind:

$$H_e = \frac{N \cdot i}{l_F} = \frac{H_F \cdot l_F + H_\delta \cdot l_\delta}{l_F} = H_F + H_\delta \frac{l_\delta}{l_F} = H_F + kH_\delta, \quad (9)$$

unde s-a notat cu K raportul:

$$k = \frac{l_\delta}{l_F}, \quad (9a)$$

care se mai numeşte şi întrefier relativ.

Pentru un k constant, dînd diferite valori lui H_F(şi deci lui B) se pot construi curbele parametrice $H_e = f_1(B)$, reprezentate în figura 3, pentru diferite valori ale parametrului k.

Pe fiecare din curbele parametrice din figura 3, pentru orice inducţie dată B (şi deci pentru orice cîmp magnetic echivalent H_e), se poate defini o permeabilitate magnetică echivalentă statică μ_{es} şi o permeabilitate magnetică echivalentă dinamică μ_{ed}.

μ_{es} se obţine din relaţia (9) în modul următor:

$$H_e = \frac{B}{\mu_{es} \cdot \mu_0} = H_F + kH_\delta = \frac{B}{\mu_{Fs} \cdot \mu_0} + k \frac{B}{\mu_0}. \quad (10)$$

Din relaţia (10) rezultă:

$$\mu_{es} = \frac{1}{\frac{1}{\mu_{Fs}} + \frac{l_\delta}{l_F}} = \frac{1}{\frac{1}{\mu_{Fs}} + k}, \quad (11)$$

$$\frac{1}{\mu_{esa}} = \frac{1}{\mu_0}\left(\frac{1}{\mu_{FS}} + k\right). \quad (11a)$$

Odată definit μ_{es} se poate scrie:

$$B = H_F \cdot \mu_{Fs} \cdot \mu_0 = H_\delta \cdot \mu_0, \quad (12)$$

rezultă:

$$H_\delta = H_F \cdot \mu_{Fs}. \quad (13)$$

În această situaţie H_e dat de relaţia (9) devine:

$$H_e = H_L (1 + k\,\mu_{Fsr}). \quad (14)$$

Rezultă permeabilitatea echivalentă dinamică μ_{ed} (relativă μ_{edr} şi absolută $\mu_{eda} = \mu_{edr} \cdot \mu_0$):

$$\mu_{eda} = \frac{dB}{dH_e} = \frac{dB}{dH_F} \cdot \frac{dH_F}{dH_e} = \frac{\mu_{Fda}}{1 + K \cdot \mu_{Fs}}, \quad (15)$$

$$\mu_{ed} = \frac{\mu_{Fd}}{1 + k \cdot \mu_{Fs}} = \frac{1}{\frac{1}{\mu_{Fd}} + k \cdot \frac{\mu_{Fs}}{\mu_{Fd}}}. \quad (15a)$$

Faţă de cele stabilite mai sus, curbele parametrice din figura 3 capătă şi o semnificaţie de mărime fizică echivalentă.

Într-adevăr lucrurile se petrec ca şi cum ne-am aflat în prezenţa tot atîtor bobine (cîte curbe sînt trasate), construite fiecare dintr-un miez magnetic omogen, dar cu calităţi magnetice diferite (cu excepţia inducţiei critice B_c, aceeaşi pentru toate), caracterizate prin μ_{es} şi μ_{ed} date de relaţiile (11) şi (15). Aceste bobine echivalente sînt fără întrefier şi au toate aceeaşi lungime în fier l_F, iar în miezul lor, datorită permeabilităţilor magnetice statice μ_{es} diferite, se produce aceeaşi inducţie B la diferite cîmpuri magnetice H_e (au deci diferite curbe de magnetizare — curbele parametrice trasate).

1.4. Se va stabili acum formula inductanţei totale a unei bobine cu întrefier L. Prin definiţie:

$$L = \frac{d\psi}{di} = \frac{d}{di}(N \cdot \Phi) = \frac{d}{di}(N \cdot S_F \cdot B) = S_F \cdot N \frac{dB}{di}. \quad (16)$$

Ţinînd seama de relaţiile (9), (15) se obţine:

$$\frac{dB}{di} = \frac{dB}{dH_e} \cdot \frac{dHe}{di} = \frac{N}{l_F} \cdot \frac{dB}{dH_e} = \frac{N}{l_F} \mu_{eda} = \frac{N}{l_F} \frac{\mu_{Fda}}{1 + k \cdot \mu_{Fs}}, \quad (17)$$

În final, rezultă pentru inductanţa L:

$$L = \frac{N^2 \cdot S_F}{l_F} \cdot \mu_{eda} = \frac{N^2 \cdot S_F}{l_F} \frac{\mu_{Fd} \cdot \mu_0}{1 + k \cdot \mu_{FS}} = G \cdot \mu_{eda}. \quad (18)$$

Exprimînd pe N ca funcţie de B şi de i şi ţinînd seama de relaţiile (9), (10), (11):

$$N = \frac{B}{i}, \frac{l_F}{\mu_{esa}} = \frac{B}{i} \cdot \frac{l_F}{\mu_0}\left(\frac{1}{\mu_{Fs}} + k\right). \quad (19)$$

Introducînd pe N din (19) în (18) şi ţinînd seama de (9a) şi (6), se obţine pentru L o altă expresie:

$$L = \left(\frac{B}{i}\right)^2 \cdot \gamma \cdot S_F \left(\frac{l_F}{\mu_{Fsa}} + \frac{l_\delta}{\mu_0}\right) = \left(\frac{B}{i}\right)^2 \gamma \cdot V_F \left(\frac{1}{\mu_{Fsa}} + \frac{k}{\mu_0}\right). \quad (20)$$

2. Ecuaţii generale de dimensionare optimală

Bobinele de filtrare sau cele de limitare a curentului de circulaţie se construiesc în una din cele 2 variante clasice cunoscute: în manta

(fig. 5), sau cu coloane (fig. 6). Mărimile geometrice a, e, h, l_1, l_2, l_3 care apar în calculele ce urmează, rezultă din aceste figuri (5 și 6).

Oricare ar fi construcția aleasă, la proiectarea bobinelor, avînd în vedere economia de material și de spațiu se va proceda în modul următor :

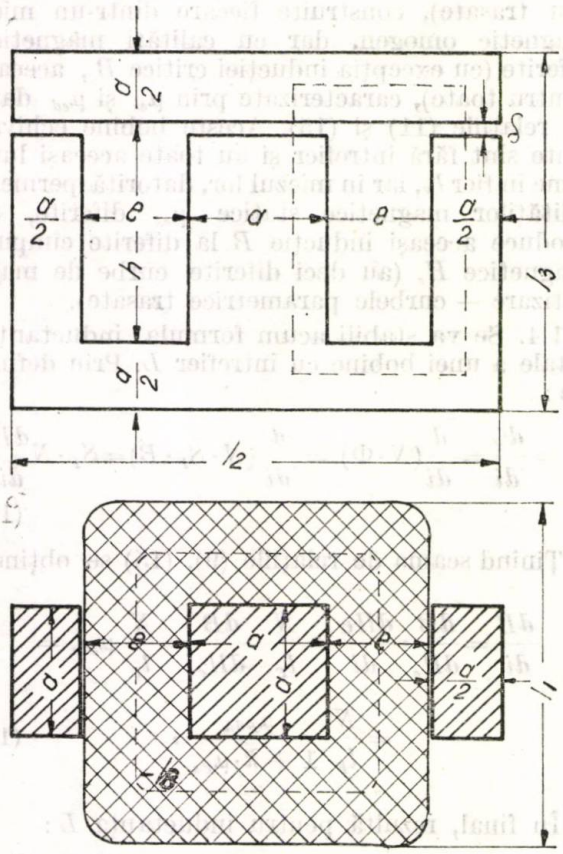


Fig. 5. Bobină în manta — dimensiuni constructive.

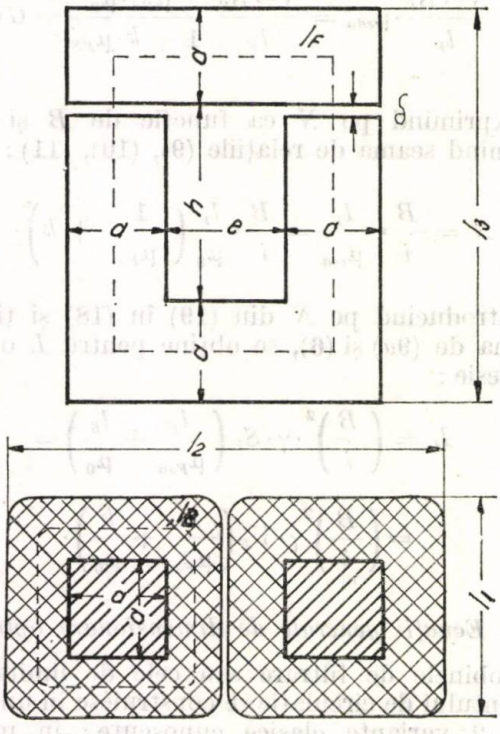


Fig. 6. Bobină cu coloane — dimensiuni constructive.

a — se admite o secțiune în fier de formă pătrată $S_F = a^2$, întrucît pentru o suprafață dată S_F, pătratul reprezintă dreptunghiul de perimetru minim (iar de aici rezultă economie în conductori de Cu).

b — se va umple total fereastra $S_f = e.h$ cu spirele N ale bobinei.

În consecință, notînd cu S_d suprafața dreptunghiului circumscris unei spire izolate se va putea scrie :

$$N = \frac{e \cdot h}{S_d} = \frac{S_f}{S_d}. \tag{21}$$

Înlocuind cîte un N din relația (21) și din relația (19) în relația (18) și ținînd seama de relația (6), se obține, în final, pentru L :

$$L = \frac{S_F \cdot S_f \cdot \gamma \cdot B}{S_d \cdot i} = \frac{\gamma \cdot a^2 \cdot e \cdot h \cdot B}{S_d \cdot i}. \tag{22}$$

Din relația (22) rezultă :

$$Y = S_F \cdot S_f = a^2 \cdot e \cdot h = \frac{L \cdot i \cdot S_d}{\gamma \cdot B} = u^4. \tag{23}$$

Mărimea Y are dimensiuni de lungime la puterea 4. În consecință mărimile u, s și v ale căror expresii se dau mai jos în relațiile 23a... ...23c, vor reprezenta unități dimensionale geometrice specifice bobinei în cauză și anume :

u = Unitatea specifică de lungime $u = Y^{1/4}$, (23a)

s = Unitatea specifică de suprafață $s = Y^{2/4}$, (23b)

v = Unitatea specifică de volum $v = Y^{3/4}$. (23c)

Scriindu-l pe S_d dezvoltat se obține :

$$S_d = \frac{S_i}{f_{u1}} = \frac{S_c}{f_{u1} \cdot f_{u2}} = \frac{S_c}{F_u} = \frac{I_T}{F_u \cdot J}, \tag{24}$$

unde :

S_i este suprafața transversală a conductorului izolat ;

f_{u1}, f_{u2} sînt factori parțiali de umplere ;

$F_u = f_{u1}, f_{u2}$ — factorul total de umplere ;

S_c — suprafața transversală a conductorului — blanc ;

J — densitatea de curent admisă în conductor ;

I_T — curentul echivalent termic (eficace) stabilit prin binecunoscuta relație :

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \, dt}. \tag{24a}$$

În consecință u devine:

$$u = Y^{1/4} = \left(\frac{L \cdot i \cdot I_T}{F_u \cdot J \cdot \gamma \cdot B)}\right)^{1/4}; \quad (25)$$

Se vede deci că unitatea specifică de lungime u este direct proporțională cu mărimile impuse (sau rezultînd direct din tema) L, i, I_T la puterea 1/4 și invers proporțională cu solicitările specifice admise J_a și B_a la puterea 1/4.

Rezultă că o primă măsură pentru a-l face pe u minim constă în admiterea unui J_a cît mai mare posibil.

Valoarea lui u (și odată cu aceasta a lui $v = u^3$) depinde însă și de inducția admisă B și, de fapt, nu numai de B, ci de produsul $R = \gamma . B$ a cărui variație cu B și cu H pentru materialul magnetic respectiv (spre exemplificare în cazul de față *ARMCO M-6X*) este redată în figura 4.

Din aceste figuri și din relația (25) se deduce că cea mai indicată valoare a inducției admise B_a pentru funcționarea nominală este exprimată prin condiția de mai jos:

$$\text{la } i = I_n \rightarrow \begin{cases} L = L_n, \\ B_a = B_c, \\ \gamma = 1, \\ \mu_{Fs} = \mu_{Fd} = \mu_{Fn}, \end{cases} \quad (26)$$

deoarece la un $B_a = B_c$ ($B_c = 1{,}2$ T la *ARMCO*), $\gamma = 1$ și factorul $R = \gamma B$ trece prin maximum, rezultînd astfel pentru u, s și v valorile lor minime u'; s'; v'

$$u' = \left(\frac{L_n \cdot I_n \cdot I_T}{F_u \cdot J \cdot B_c}\right)^{1/4}, \quad (27a)$$

$$s' = \left(\frac{L_n \cdot I_n \cdot I_T}{F_u \cdot J \cdot B_c}\right)^{2/4}, \quad (27b)$$

$$v' = \left(\frac{L_n \cdot I_n \cdot I_T}{F_u \cdot J \cdot B_c}\right)^{3/4}. \quad (27c)$$

3.2. În consecință lungimile, suprafețele și volumele bobinelor rezultînd din figura 5 (pentru construcția în manta) și din figura 6 (pentru construcția cu coloane) se vor exprima în unități specifice de lungime u, de suprafața s și de volum v, definite de relațiile (23a), (23b), (23c), (23). Așadar:

$$\begin{aligned} a &= \alpha \cdot u, & l_1 &= \lambda_1 \cdot u, \\ e &= \varepsilon \cdot u, & l_2 &= \lambda_2 \cdot u, \\ h &= \chi \cdot u, & l_3 &= \lambda_3 \cdot u. \end{aligned} \quad (28)$$

Lungimea medie a liniei de cîmp l_F și a spirei bobinajului l_B va fi:

$$l_F = \lambda_F \cdot u, \quad (29a)$$

$$l_B = \lambda_B \cdot u. \quad (29b)$$

Suprafața transversală a miezului de fier S_F și a ferestrei S_f va fi:

$$S_F = \sigma_F \cdot s, \quad (30a)$$

$$S_f = \sigma_f \cdot s. \quad (30b)$$

Volumul fierului V_F, volumul bobinajului V_B volumul efectiv $V_E = V_F + V_B$ și volumul paralelipipedului circumscrise $V_P = l_1 \cdot l_2 \cdot l_3$ vor deveni, în consecință:

$$\left.\begin{aligned} V_F &= \beta_F \cdot v; \quad V_B = \beta_B \cdot v; \quad V_E = \beta_E \cdot v \\ V_P &= \beta_P \cdot v = \lambda_1 \cdot \lambda_2 \cdot \lambda_3 \cdot u^3 \end{aligned}\right\}. \quad (31)$$

În plus, pentru ușurarea calculelor ce urmează se va introduce următoarea variabilă ajutătoare:

$$r = \frac{a}{e} = \frac{\alpha}{\varepsilon}. \quad (32)$$

De asemenea, în calcule lungimea h (respectiv χ) va fi înlocuită prin valoarea sa dedusă din relațiile (23) și (32).

$$h = \frac{u^4}{a^2 \cdot e} = \frac{u^4}{r^2 \varepsilon^3 \cdot u^3} = \frac{1}{r^2 \varepsilon^3} \cdot u; \quad \chi = \frac{1}{r^2 \cdot \varepsilon^3}. \quad (33)$$

2.3. Cu aceste notații nou introduse criteriul minimului de volum al paralelipipedului circumscris (criteriul P) cere ca β_P să fie minim, iar criteriul volumului efectiv (greutății) minim (criteriul E) cere ca β_E să fie minim.

Calculînd pe baza datelor din figura 5 și figura 6 β_P și β_E exprimate în funcție de α, ε, r (vezi tabel T_2), se va constata că acestea (β_P și β_E) se reduc în final la funcții de două variabile independente ε și r; astfel: $\beta_P = f_6(\varepsilon, r)$, $\beta_E = f_7(\varepsilon, r)$. Așadar din punct de vedere al geometriei analitice β_P și β_E sînt niște suprafețe.

Din analiza expresiilor acestor funcțiuni (care se redau sistematic în tabelul T_2), se constată că atît pentru construcția în manta, cît și pentru construcția cu coloane sînt valabile relațiile:

$$\left.\begin{aligned} &\lim_{r\to\infty} \beta_P = \lim_{r\to\infty} \beta_E = \infty \quad \lim_{r\to 0} \beta_P = \lim_{r\to 0} \beta_E = \infty \\ &\lim_{\varepsilon\to 0} \beta_P = \lim_{\varepsilon\to 0} \beta_E = \infty \quad \lim_{\varepsilon\to 0} \beta_P = \lim_{\varepsilon\to 0} \beta_E = \infty \end{aligned}\right\}. \quad (34)$$

Vor trebui găsite, deci, valorile optime ale lui r și ε, care fac ca volumul β_P (pentru criteriul

P), respectiv volumul β_E (pentru criteriul E), să atingă valoarea minimă.

Această problemă de extremum va fi rezolvată, evident, cu ajutorul calculului diferențial, prin derivare.

2.4. Pentru a marca succint varianta constructivă, criteriul de optimizare admis și felul optimului realizat, mărimile geometrice cu care se va opera vor fi afectate în cel mai general caz de o serie de indici cu următoarele semnificații:

a — Un prim indice (care poate lipsi la unele mărimi), care arată caracteristica (natura) mărimii respective și care poate fi numai o cifră (pentru cote de gabarit) sau o literă mare (pentru volume) avînd următoarea semnificație:

1, 2, 3, pentru lungimi; exemplu l_1, l_2, l_3;

B — bobinaj (volumul bobinajului β_B);
F — fier (volumul în fier β_F);
E — efectiv (volumul efectiv β_E);
P — paralelipiped circumscris (β_P);
X — generic valabil însă numai pentru una din valorile P sau E.

b — Un grup de indici determinativ format din 4 litere mici avînd următoarea semnificație:

1. Indicele de pe locul 1 (1 din acest grup) arată varianta constructivă și poate fi:

a — pentru construcția în manta;
d — pentru construcția cu coloane;
y — generic putînd lua valoarea a sau d.

2. Indicele de pe locul 2 (2 din acest grup) arată criteriul de optimizare admis și poate fi:

p — pentru criteriul P;
e — pentru criteriul E;
x — generic, putînd lua valoarea e sau p.

3. Indicele de pe locul 3 arată felul extremului și poate fi:

o — optim,
m — minim,
z — generic (extremum optim sau minim).

4. Indicele de pe locul 4 dă precizări suplimentare asupra extremului și poate fi:

o — optimorum (necondiționat);
m — minimorum (necondiționat);
c — condiționat;
v — variabil (fiind o funcție de variabila r din relația 32).

Se menționează că, pentru a se evita confuziile (în cazul omiterii unor anumiți indici), nu s-a folosit în sistematizare aceeași literă pe două sau mai multe locuri de indici.

De asemenea, se menționează că semnul ' (prim) arată că mărimea respectivă afectată de acest semn are valoarea sa critică, adică valoarea ce se obține prin acceptarea condiției (26).

2.5. Valorile optime optimorum și minime minimorum ale mărimilor geometrice exprimate conform relațiilor (28)... (31) în unități specifice de lungime u, de suprafață s, sau de volum v, unități date de relațiile (23a)...(23c), vor fi niște numere fără dimensiuni α, ε, χ, λ, σ, β bine determinate, universal valabile pentru toate bobinele, indiferent de cerințele temei (i, L) de solicitările admise (J, B) și de calitățile materialului magnetic j; ele depind numai de tipul de construcție (în manta $y = a$ sau cu coloane $y = d$) și de criteriul de optimizare adoptat (criteriul P sau criteriul E).

Valorile optime sau minime variabile vor fi niște funcții de variabilă r din relația (32).

Acum cu notațiile și precizările de mai sus se va putea trece la calculul efectiv de dimensionare optimală.

III. B. Calculul efectiv de dimensionare în cazul optimului optimorum (necondiționat)

1. *Stabilirea relațiilor specifice optim-optimorum-ului*

Cerința impusă prin temă este cea precizată de relațiile O (Oa, Ob, Oc).

În funcție de criteriul de optimizare admis (criteriul P sau E se derivează β_P, sau β_E generic $= \beta_{Xy} = f_8(\varepsilon, r)$, (35)
în raport cu ε, obținîndu-se funcția de 2 variabile:

$$\frac{\partial \beta_{Xy}}{\partial \varepsilon} = F_{1Xy}(\varepsilon, r). \tag{36}$$

Egalînd cu 0 funcția derivată $F_{1Xy}(\varepsilon, r) = 0$ (37)
se obține o relație analitică între ε și r:

$$\varepsilon_{yx0v} = F_{2Xy0v}(r), \tag{38}$$

care reprezintă în planul ε, r ecuația curbei proiecție în acest plan a unei văi a suprafeței $f_8(\varepsilon, r)$.

Înlocuind în relația (35) valoarea lui ε cu cea dată de relația (38), se obține ecuația acestei văi β_{Xyxmv} a suprafeței β_{Xy} ca funcție numai de variabila r:

$$\beta_{Xyxmv} = F_{3Xyx}(r). \tag{39}$$

În relația (39) indicii X și x au aceeași valoare (P și p sau, E și e).

Derivînd pe β_{Xyxmv} în raport cu r și egalînd cu zero această derivată:

$$\frac{d\beta_{Xyxmv}}{dr} = F_{4Fyx}(r) = 0, \tag{40}$$

obținem valoarea optimă optimorum r_{yx00} a variabilei r (vezi tabelele 1 și 2).

Introducînd valoarea lui r_{yx00} astfel obținută în relația (38), obținem valoarea optimă optimorum ε_{yx00} a variabilei ε.

În mod analog se obțin valorile optime optimorum: α_{yx00}, χ_{yx00}, λ_{1yx00}, λ_{2yx00}, λ_{3yx00}, β_{Fyx00} ale mărimilor α, χ, λ_1, λ_2, λ_3, β_F și valorile minime minimorum β_{Xyxmm} (în care X și x au aceeași valoare P și p sau E și e) ale mărimilor β_{Xy}.

Rezultatele tuturor acestor calcule pentru cele 2 variante constructive (în manta: $y = a$ și cu coloane: $y = d$) și pentru cele 2 criterii de optimizare (P și E) au fost sistematizate și concentrate în tabelele 1 și 2.

Tabelul 1 conține valorile numerice extremale (optime optimorum sau minime minimorum) ale diferitelor mărimi geometrice.

Tabelul 2 conține funcții de variabilele ε și r sau numai de variabila r, precum și derivatele lor, funcții corespunzătoare mărimilor geometrice respective.

Așadar, în acest caz (al optimului necondiționat) se pot realiza pentru orice cerințe impuse prin temă, bobine avînd dimensiunile de gabarit (sau greutățile) minime minimorum exprimate în unități specifice β_{Xyxmm} (tabelul 1).

Pentru ca volumul V_{Xyx} exprimat în unități ale sistemului *MKSA* să atingă valoarea sa minimă minimorum posibilă (critică) V'_{Xyxmm} trebuie ca ambii factori ai produsului:

$$V_{Xyx} = \beta_{Xyx} \cdot v', \tag{41}$$

să aibă valoarea minimă minimorum, respectiv cea critică, adică:

$$1 - \beta_{Xyx} = \beta_{Xyxmm} \text{ (vezi tab. 1)}, \tag{41a}$$

iar:

$$2 - v = v', \text{ conform relației (27 c)}, \tag{41b}$$

Tabelul 1

		Construcția în manta $y = a$		Construcția cu coloane $y = d$	
		Criteriul P $x = p$	Criteriul E $x = e$	Criteriul P $x = p$	Criterul E $x = e$
1	α_{yx00}	0,95	1,01	0,73	0,83
2	ε_{yx00}	0,39	0,58	0,44	0,68
3	χ_{yx00}	2,83	1,71	4,35	2,14
4	r_{yx00}	2,4	1,75	1,66	1,22
5	λ_{1yx00}	$\lambda_{1a} = \alpha + 2\varepsilon$		$\lambda_{1d} = \varepsilon + \varepsilon$	
		1,74	2,17	1,17	1,51
6	λ_{2yx00}	$\lambda_{2a} = 2(\alpha + \varepsilon)$		$\lambda_{2d} = 2(\alpha + \varepsilon)$	
		2,69	3,18	2,33	3,02
7	λ_{3yx00}	$\lambda_{3a} = \alpha + \chi$		$\lambda_{3d} = 2\alpha + \chi$	
		3,78	2,72	5,81	3,80
8	β_{Fyx}	$\beta_{Fa} = 2\alpha^2(\alpha + \varepsilon + \chi)$		$\beta_{Fd} = 2\alpha^2(2\alpha + \varepsilon + \chi)$	
		7,5	6,75	6,62	6,2
9	β_{Eyx}	$\beta_{Ea} = 2\alpha^2(\alpha + \varepsilon + \chi) + 4\varepsilon\chi(\alpha + \varepsilon)$		$\beta_{Ed} = 2[(2\alpha + \varepsilon + \chi)\alpha^2 + \varepsilon\chi(2\alpha + \varepsilon)]$	
		13,5	13,0	13,78	13,02
10	β_{Pyx}	$\beta_{Pa} = 2(\alpha + 2\varepsilon)(\alpha + \varepsilon)(\alpha + \chi)$		$\beta_{Pd} = 2(\alpha + \varepsilon)^2(2\alpha + \chi)$	
		17,7	18,7	15,8	17,2
11	λ_{Fyx}	$\lambda_{Fa} = 2(\alpha + \varepsilon + \chi)$		$\lambda_{Fd} = 2(2\alpha + \varepsilon + \chi)$	
		8,34	6,60	12,5	8,96
12	λ_{Byx}	$\lambda_{Ba} = 4(\alpha + \varepsilon)$		$\lambda_{Bd} = 2(2\alpha + \varepsilon)$	
		5,36	6,36	3,8	4,68
13	β_{Byx}	$\beta_{Ba} = 4\varepsilon\chi(\alpha + \varepsilon)$		$\beta_{Bd} = 2\varepsilon\chi(2\alpha + \varepsilon)$	
		5,9	6,3	7,25	6,8
14	$\sigma_F = \alpha^2$	0,9	1,02	0,53	0,69

Tabelul 2

	Construcție în manta: $y = a$		Construcție cu coloane: $y = d$	
$\beta_{By}(\varepsilon r)$	$\dfrac{4(r+1)}{r^2\varepsilon}$		$\dfrac{2(2r+1)}{r^2\varepsilon}$	
$\beta_{Fy}(\varepsilon, r)$	$\dfrac{2}{\varepsilon}[1+\varepsilon^4 r^2(r+1)]$		$\dfrac{2}{\varepsilon}[1+\varepsilon^4 r^2(2r+1)]$	
β_{Xy} $\beta_{Py}(\varepsilon, r)$	$\dfrac{2(r^2+3r+2)}{r^2}\cdot\dfrac{1+\varepsilon^4 r^3}{\varepsilon}$		$\dfrac{2(r^2+2r+1)}{r^2}\cdot\dfrac{1+2\varepsilon^4 r^3}{\varepsilon}$	
β_{Xy} $\beta_{Ey}(\varepsilon, r)$	$\dfrac{1}{r^2}\cdot\dfrac{2r^2[\varepsilon^4 r^2(r+1)+1]+4(r+1)}{\varepsilon}$		$\dfrac{2}{\varepsilon r^2}[r^2\{\varepsilon^4 r^2(2r+1)+1\}+2r+1]$	
$\dfrac{\partial\beta_{Xy}}{\partial\varepsilon} = F_{1Xy}(\varepsilon, r)$ $\dfrac{\partial\beta_{Py}}{\partial\varepsilon}$	$\dfrac{2(r^2+3r+2)}{r^2}\cdot\dfrac{3r^3\varepsilon^4-1}{\varepsilon^2}$		$\dfrac{2(r^2+2r+1)}{r^3}\cdot\dfrac{6\varepsilon^4 r^3-1}{\varepsilon^2}$	
$\dfrac{\partial\beta_{Xy}}{\partial\varepsilon} = F_{1Xy}(\varepsilon, r)$ $\dfrac{\partial\beta_{Ey}}{\partial\varepsilon}$	$\dfrac{8\varepsilon^4 r^4(r+1)-2r^2[\varepsilon^4 r^2(r+1)+1]-4(r+1)}{\varepsilon^2 r^2}$		$\dfrac{2}{\varepsilon^2 r^2}[3\varepsilon^4 r^4(2r+1)-(r^2+2r+1)]$	
	Criteriul P $x = p$	Criteriul E $x = e$	Criteriul P $x = p$	Criteriul E $x = e$
$\varepsilon_{yxov}, (r)$	$\left(\dfrac{1}{3r^3}\right)^{1/4}$	$\left[\dfrac{r^2+2r+2}{3r^4(r+1)}\right]^{1/4}$	$\left(\dfrac{1}{6r^3}\right)^{1/4}$	$\left[\dfrac{r^2+2r+1}{3r^4(2r+1)}\right]^{1/4}$
$\beta_{Fyxov}, (r)$	$2\cdot 3^{1/4}\cdot r^{3/4}\left(\dfrac{4}{3}+\dfrac{1}{3r}\right)$	$\dfrac{4}{3^{3/4}}\cdot\dfrac{(r+1)^{1/4}(2r^2+r+1)}{r(r^2+2r+2)^{1/4}}$	$2\cdot 6^{1/4}\cdot r^{3/4}\left(\dfrac{4}{3}+\dfrac{1}{6r}\right)$	$\dfrac{2(2r+1)^{1/4}\cdot(4r^2+2r+1)}{3^{3/4}\cdot r(r^2+2r+1)^{1/4}}$
$\beta_{Xyxmv}\ (r)$	$\dfrac{8(r^2+3r+2)}{3^{3/4}\cdot r^{5/4}}$	$\dfrac{8}{3^{3/4}}\cdot\dfrac{(r+1)^{1/4}(r^2+2r+2)^{3/4}}{r}$	$\dfrac{8\cdot 6^{1/4}(r^2+2r+1)}{3\cdot r^{5/4}}$	$\dfrac{8(2r+1)^{1/4}(r^2+2r+1)^{3/4}}{3^{3/4}\cdot r}$
$\dfrac{d\beta_{Xyxmv}}{dr}$	$\dfrac{2[4r(2r+3)-5(r^2+3r+2)}{3^{3/4}\cdot r^{9/4}}$	$\dfrac{2(3r^3+2r^2-8r-8)}{3^{3/4}(r+1)^{3/4}(r^2+2r+2)^{1/4}}$	$\dfrac{2\cdot 6^{1/4}[8r(r+1)-5(r^2+2r+1)}{3\cdot r^{9/4}}$	$\dfrac{2(6r^3+2r^2-8r-4)}{r^2(2r+1)^{3/4}(r^2+2r+1)^{1/4}}$

sau, cu alte cuvinte, trebuie satisfăcută și condiția (26) referitoare la valoarea inducției admise ($Ba = Bc$).

În această situație se obține, pentru V'_{Xyxmm} valoarea:

$$V'_{Xyxmm} = \beta_{Xyxmm} \cdot v'. \tag{41c}$$

2. Exemplu de calcul algebric și analitic efectiv pentru soluția optimum optimorum

Pentru a fixa mai bine ideile se va urmări mersul calculului algebric și analitic pentru un caz concret.

O bobină în manta ($y = a$) dimensionată optim după criteriul P (criteriul volumului minim al paralelipipedului circumscris : $x = p$).

Conform datelor din figura 5 se calculează dimensiunile de gabarit:

$$l_1 = a + 2e = \lambda_1 \cdot u = (\alpha + 2\varepsilon)\, u, \tag{42a}$$

$$l_2 = 2(a + e) = \lambda_2 \cdot u = 2(\alpha \cdot + \varepsilon)u, \tag{42b}$$

$$l_3 = a + h = \lambda_3 \cdot u = (\alpha + \chi)u. \tag{42c}$$

Se calculează volumul paralelipipedului circumscris $\beta_{Xy} = \beta_{Pa}$, ținînd seama de relațiile (42), (31), (32), (33):

$$\beta_{Pa} = \frac{V_{Pa}}{u^3} = \frac{l_1 \cdot l_2 \cdot l_3}{u^3} = 2(\alpha+\varepsilon)(\alpha+2\varepsilon)(\alpha+\chi) = \frac{2(r^2+3r+2)}{r^2} \cdot \frac{1 + r^3 \cdot \varepsilon^4}{\varepsilon}. \tag{43}$$

Efectuînd derivata I în raport cu ε se obține:

$$\frac{\partial \beta_{Pa}}{\partial \varepsilon} = \frac{2(r^2+3r+2)}{r^2} \cdot \frac{3r^3\,\varepsilon^4 - 1}{\varepsilon^2}. \tag{44}$$

Din condiția: $\dfrac{\partial \beta_{Pa}}{\partial \varepsilon} = 0$, rezultă valoarea lui $\varepsilon_{yx0v} = \varepsilon_{ap0v}$:

$$\varepsilon_{ap0v} = \sqrt[4]{\frac{1}{3r^3}}. \tag{45}$$

Se introduce valoarea lui ε dată de relația (45) în relația (43) și se obține ecuația văii $\beta_{Xyxmv} = \beta_{Papmv}$:

$$\beta_{Papmv} = \frac{8}{3^{3/4}} \cdot \frac{r^2+3r+2}{r^{5/4}}. \tag{46}$$

Făcînd derivata în raport cu r a lui β_{Papmv} se obține:

$$\frac{\partial \beta_{Papmv}}{\partial r} = \frac{2}{3^{3/4}} \cdot \frac{3r^2 - 3r - 10}{r^{9/4}}. \tag{47}$$

Din condiția $\dfrac{\partial \beta_{PapmV}}{\partial r} = 0$, rezultă valoarea optimă optimorum a lui r : $= r_{yx00} = r_{ap00} = 2{,}4$.

Introducînd valoarea lui r_{ap00} în relația (45) obținem valoarea optimă optimorum a lui ε : $\varepsilon_{ap00} = 0{,}394$.

Din relațiile (32) și (33) rezultă valorile:

$$\alpha_{ap00} = 0{,}95 \text{ și } \chi_{ap00} = 2{,}83.$$

Introducînd în relația (43) valorile optime optimorum ale lui r și ε, se obține valoarea minimă minimorum a volumului paralelipipedului circumscris exprimată în unități specifice de volum v : $\beta_{Papmm} = 17{,}7$.

Unitățile specifice de volum v și v' se calculează cu ajutorul relațiilor (23), (23c), (27c) din datele impuse ale temei L_n, I_n, I_T și din solicitările admise J și $R = \gamma B$.

Pentru cealaltă variantă constructivă (cu coloane) și pentru celălalt criteriu E se procedează asemănător ca mai sus.

Așa cum s-a mai spus, rezultatele tuturor acestor calcule analitice și algebrice au fost concentrate în tabelul T_2, care conține funcții și în tabelul T_1, care conține numere (valorile optime optimorum sau minime minimorum).

3. Exemplu de aplicație

Se presupune următoarea temă de proiectare: o bobină de filtrare care să aibă:

$L = L_n = 25$ mH pentru un curent $i \leqslant I_n = 55$ A, L putînd lua orice valoare (nu contează cît) pentru $i > 55$ A.

Se presupune că ciclul de funcționare a bobinei este de așa natură încît prin calcul rezultă $I_T = 40$ A.

Ne aflăm deci în cazul condițiilor 0 (*Oa*, *Ob*, *Oc*), putînd realiza soluția optimă optimorum.

Ca material magnetic se va folosi tabla silicioasă *ARMCO — M6X*, iar ca material electric conductori de bobinaj profilați, izolați cu 2 straturi de bumbac. (*BB*).

Admițînd condiția (26) și, deci, solicitările specifice : $B = B_c = 1{,}2$ T, și $J = 2{,}05$ A/mm², se poate determina, cu ajutorul relațiilor (24), suprafața transversală a conductorului neizolat;

$$S_c = \frac{I_T}{J} = \frac{40}{2{,}05} = 19{,}5 \text{ mm}^2.$$

Din secțiunile standardizate se alege conductorul cu secțiunea dreptunghiulară cu $a = 3{,}15$ mm; $b = 6{,}3$ mm și care are $S_c = 19{,}3$ mm². Rezultă un $a_{iz} = a + 2\,g_{iz} = 3{,}15 + 2 \times 0{,}3 = 3{,}75$ mm și un $b_{iz} = b + 2g_{iz} = 6{,}3 + 2 \times 0{,}3 = 6{,}9$ mm.

Suprafața dreptunghiului circumscris unei spire izolate: $S_d = a_{iz} \cdot b_{iz} = 3{,}75 \times 6{,}9 = 25{,}5$ mm².

Rezultă factorul total de umplere:

$$F_u = \frac{S_c}{S_d} = \frac{19,3}{25,9} = 0,75.$$

Valorile minime (critice) u' și v' ale unităților specifice de lungime u și de volum v sînt:

$$u' = \left(\frac{25\cdot10^{-3}\,\text{H}\cdot55\,\text{A}\cdot40\,\text{A}}{0,75\cdot2,05\cdot10^{6}\,\text{A/m}^2\cdot1\cdot1,2\,\text{T}}\right)^{1/4} =$$

$$= 7,4\cdot10^{-2}\,\text{m},$$

$$v' = (u')^3,$$

$$u' = 7,4\cdot10^{-2}\,\text{m}, \quad v' = 410\cdot10^{-6}\,\text{m}^3.$$

Se construiește o bobină în manta ($y = a$), dimensionată optim după criteriul paralelipipedului circumscris (criteriul P, $x = p$).

În tabelul 1 se află:

$$\alpha_{ap00} = 0,95; \quad \varepsilon_{ap00} = 0,394; \quad \chi_{ap00} = 2,83.$$

Așadar, rezultă valorile teoretice și cele admise ale dimensiunilor:

$a_t = 0,95\cdot7,4\cdot10^{-2}\,\text{m} = 7\,\text{cm}$, admis $a_a = 7\,\text{cm}$,

$e_t = 0,394\cdot7,4\cdot10^{-2}\,\text{m} = 2,9\,\text{cm}$, admis $e_a = 3,5\,\text{cm}$,

$h_t = 2,83 \times 7,4\cdot10^{-2}\,\text{m} = 21\,\text{cm}$, admis $h_a = 21\,\text{cm}$.

Numărul de spire N rezultă din relația (21):

$$N = \frac{S_{ft}}{S_d} = \frac{e_t\cdot h_t}{S_d} = \frac{29 \times 210}{25,9} = 235.$$

Se vor pune, deci, un număr de straturi:

$$Z = \frac{e_t}{a_{iz}} = \frac{29}{3,75} = 7,75 = 8.$$

Verificare: $e_t = 8\cdot3,75 = 30\,\text{mm}$.

Numărul de spire pe strat va fi:

$$N_n = \frac{h_t}{b_{iz}} = \frac{210}{6,9} = 30.$$

Se admite că $N_n = 29$ și în consecință $N_t = Z\cdot N_n\,8.29 = 232$ spire.

Se vede că $29 \times 6,9 = 200 = N_n\cdot b_{iz}$, iar în diferența de $210 - 200 = 10$ mm va încăpea carcasa bobinei.

Introducînd în relațiile (42a), (42b) (42c) valorile admise ale lui a, e, h:

$$l_1 = a + 2e = 70 + 70 = 140\,\text{mm},$$

$$l_2 = 2(a+e) = 2(70+35) = 210\,\text{mm},$$

$$l_3 = a+h = 70+210 = 280\,\text{mm}.$$

Rezultă volumul paralelipipedului circumscris: $V_P = L_1\cdot l_2\cdot l_3 = 8,2\,\text{dm}^3 = 8.2.10^{-3}\,\text{m}^3$.

Împărțind pe V_P la v' obține,:

$$\beta^*_{Papmm} = \frac{8,2\cdot10^{-3}}{0,41\cdot10^{-3}} = 20 > 17,7 = \beta_{Papmm},$$

din tabel. Diferența procentuală $= \frac{2,3}{17,7} =$ $=13\%$ se datorește admiterii unei dimensiuni mai mari la e (35 mm în loc de 29 mm).

Se calculează lungimea medie a liniei de cîmp l_F (fig. 5) cu relația:

$$l_F = 2\,(a + e + h) = 2(70 + 35 + 210) =$$

$$= 2\cdot315 = 630\,\text{mm} = 0,63\,\text{m}.$$

Suprafața transversală a miezului de fier $S_F = a^2 = 4\,900\,\text{mm}^2 = 4\,900\cdot10^{-6}\,\text{m}^2 =$ $= 4,9\cdot10^{-3}\,\text{m}^2$.

Din relația (20) rezultă lungimea totală a întrefierului l_δ (acceptînd condiția (26)):

$$l_\delta = \mu_0\left[L_n\left(\frac{I_n}{B_C}\right)^2\cdot\frac{1}{S_F} - \frac{l_F}{\mu_{Fsa}}\right].$$

Din diagrama din figura 3 se vede că $\mu_{Fsa} = \mu_{Fsr}\cdot\mu_0 = \mu_{Fn}\cdot\mu_0 = 4\cdot10^4\cdot4.\cdot10^{-7} = 50\cdot10^{-3}/\text{H/m}$.

Înlocuind cu datele numerice:

$$l_\delta = 4\pi\cdot10^{-7}\left[25\cdot10^{-3}\left(\frac{55}{1,2}\right)^2\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\frac{1}{4,9\cdot10^{-3}} - \frac{0,63}{50\cdot10^{-3}}\right] = 134\cdot10^{-4}\,\text{m}$$

$$l_\delta = 13,4\,\text{mm}.$$

Rezultă că întrefierul elementar $\delta = \frac{l_\delta}{2} =$ $= 6,7$ mm.

Se calculează întrefierul relativ $k = \frac{l_\delta}{l_F} =$ $= \frac{13,4}{630} = 0,0213 = 2,13\,\%$.

4. *Concluzii și recomandări practice pentru proiectare în soluția optimă optimorum*

4.1. Pentru a proiecta o bobină cu minimum de gabarit sau cu minimum de greutate se va aplica în calcul criteriul de optimizare P sau E.

4.2. În cazul impunerii prin temă a condiției $O(Oa, Ob, Oc)$ și deci a realizării soluției optime optimorum, toate bobinele avînd aceeași formă constructivă și dimensionate după același criteriu de optimizare (P sau E) sînt izomorfe (au aceleași raporturi între dimensiunile de gabarit), așa cum arată calculul și rezultatele din tabelul 1, independent de cerințele temei

(L_n, $I_n \cdot I_T$) de solicitările specifice admise (J_a, B_a) și pînă la un anumit punct, indiferent și de calitatea materialului magnetic folosit.

4.3. În cazul realizării optimului optimorum variațiile volumului paralelipipedului circumscris β_{Pyx} și ale volumului efectiv β_{Eyx} sînt relativ mici (mai mici de 30 %) de la o variantă constructivă la alta și de la un criteriu la altul, dar raportul dintre dimensiunile de bază α, ε, χ diferă destul de mult. În consecință, la alegerea variantei constructive și a criteriului de optimizare se va ține eventual seama și de acest raport.

4.4. Pentru a minimiza gabaritul și greutatea bobinei se va recurge la măsurile mai jos arătate, dictate la rîndul lor de următoarea observație:

Așa cum arată clar relația (41) volumul V_{Xyx} (al paralelipipedului circumscris sau cel efectiv) este un produs a doi factori:

Primul B_{Xyx} depinde exclusiv de raportul dintre dimensiunile de bază a, e, h; valoarea sa minimă minimorum $_{Xyxmm}$ a fost calculată în cadrul prezentului studiu și trecută în tabelul 1, de unde proiectantul o va lua pur și simplu (gata calculată) cu ocazia dimensionării unei bobine cerute prin temă.

Al doilea factor v, unitatea specifică de volum, depinde de datele impuse prin temă L_n, I_n, I_T, (vezi (25) și (23c)), dar și de solicitările admise J și B_a, precum și de forma conductorului ales care influențează valoarea factorului total de umplere F_u.

Comprimarea celui de al 2-lea factor al produsului v stă deci în puterea proiectantului și pentru a-l minimiza se recomandă a se lua următoarele măsuri:

a. La dimensionare să se admită condiția (26) pentru ca factorul $R = \gamma B$, care apare la numitorul expresiei (25) să atingă valoarea sa maximă. În această situație unitățile specifice de lungime u și de volum v vor atinge valorile lor minime (critice) u' și respectiv v' date de (27a) și (27c).

Oricum, chiar dacă în calculul de proiectare nu s-ar utiliza idealizările menționate la punctul III A 1.1. *a* și *b*, ci s-ar lua în considerație caracteristica de magnetizare reală, la care nu se poate preciza o valoare exactă pentru inducția critică Bc (după care începe saturația), totuși și în această situație, în vederea minimizării unităților specifice de lungime u și de volum v și transformării lor în u' respectiv v' se va urmări ca bobina să lucreze pentru condiții nominale (la $i = I_n$, $L = L_n$), într-un punct în care produsul $R = \gamma \cdot B$ să fie maxim.

b. Să se aleagă un conductor de secțiune dreptunghiulară care conduce la un factor de umplere f_{u1} mare și deci și la un factor total de umplere F_u mare (25) și (27).

c. Să se aleagă un conductor cu clasa de izolație înaltă (sticlă sau lac siliconic) care permite o densitate de curent J mare (25).

d. Din mulțimea materialelor magnetice disponibile să se aleagă acela care are inducția critică B_c cea mai mare (27a), (27c), sau mai exact spus, la care valoarea extremă a factorului $R = \gamma \cdot B$ să fie maximă.

4.6. Dimensiunile $e = \varepsilon \cdot u$ și $h = \chi \cdot u$ admise efectiv în practica de proiectare vor trebui să fie ceva mai mari (cu 5—8%) decît cele rezultate din calcule sau din tabelul 1, pentru ca în fereastra respectivă să mai poată încăpea și carcasa bobinei și să mai rămînă și o mică distanță (1—5 mm) pînă la miezul de fier.

Bibliografie

[1] *Fritz, Kümmel.* Elektrische Antriebstechnik. Springer — — Verlag Berlin Heidelberg. New York 1971.

[2] *Timotin, A., Hortopan, G., Ifrim, I., Preda, M.* Lecții de bazele electrotehnicii. București, Edit. didactică și pedagogică, 1970.

[3] *Cedighian, S.* Materiale magnetice. București, Editura tehnică, 1974.

[4] *Gheorghiu, I.S.* și *Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice. București, Edit. Academiei RSR, 1968.

[5] A.E.G. Stromrichter Antriebstehnik Applikationsblatt. Kreisstrombehaftete Gegenparellel schaltung.

[6] *Reichmann, H.*: Stromrichter mit Steuerbaren Siliziumzellen für motorische Antriebe. În: A.E.G. Mitteilungen **51**, 1961, 11/12 (November-Dezember).

[7] *Meyer Manfred* und *Möltgen Gottfried*: Kreisströme bei Umkehrstromrichtern Siemens Zeitschrift 37, 1963, Heft 5.

CZ 621.314.:621.3.045

TRANSFORMATOARE ROTATIVE
BOBINAJE
ÎNFĂŞURĂRI

Factorii de înfăşurare a bobinajelor cu repartizare sinusoidală din transformatoarele rotative

CONSTANTIN GAVRILESCU —BUCUREŞTI

1. Factorul de înfăşurare în cazul distribuţiei sinusoidal-continue a conductoarelor înfăşurării

Pentru ca tensiunile de ieşire ale transformatoarelor rotative să fie sinusoidale în raport cu poziţiile unghiulare ale rotoarelor, este necesar ca distribuţia conductoarelor înfăşurărilor, în lungul întrefierului să fie sinusoidală. În cazul distribuţiei sinusoidal-continue, pe

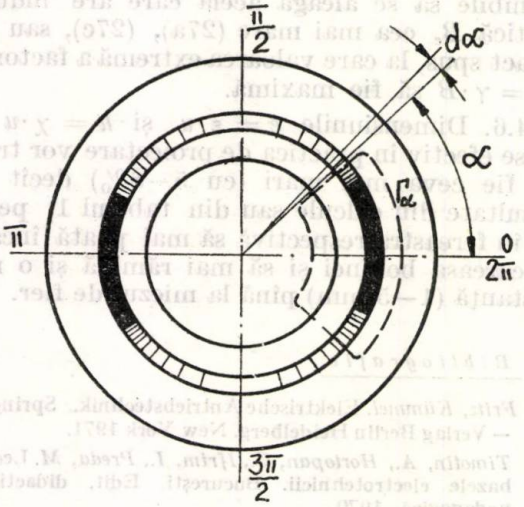


Fig. 1. Distribuţia sinusoidal continuă.

arcul de întrefier de unghi α (fig. 1), numărul de conductoare trebuie să fie:

$$N = \frac{w}{2} \sin \alpha, \tag{1}$$

iar densitatea pînzei de conductoare, în dreptul coordonatei α, capătă expresia:

$$n\alpha = \frac{\mathrm{d}N\alpha}{R\mathrm{d}\alpha} = \frac{W}{2R} \cos \alpha. \tag{2}$$

Pentru curentul $i = I\sqrt{2} \cos \omega t$, conform legii circuitului magnetic, rezultă că şi tensiunea magnetică:

$$v(\alpha, t) = \frac{\sqrt{2}}{2} w I \sin \alpha \cdot \cos \omega t, \tag{3}$$

are în lungul întrefierului o distribuţie tot sinusoidal-continuă. Inducţiei magnetice din întrefier:

$$B(\alpha, t) = \mu_0 \frac{v(\alpha, t)}{\delta'} = B_m \cdot \sin \alpha \cdot \cos \omega t,$$

îi corespunde fluxul fascicular:

$$\varphi(\alpha, t) = L\left(\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} B_m \cdot \sin \alpha \cdot R \cdot \mathrm{d}\alpha\right) \cos \omega t =$$
$$= \Phi \cdot \cos \alpha \cdot \cos \omega t. \tag{4}$$

Deoarece numărului elementar de spire ($\mathrm{d}w_\alpha = \mathrm{d}N_\alpha$) îi corespunde fluxul total de înlănţuire:

$$\mathrm{d}\psi(\alpha, t) = \frac{w \Phi \cos^2 \alpha}{2} \cos \omega t \cdot \mathrm{d}\alpha, \tag{5}$$

rezultă că tensiunea electromotoare, care se induce în înfăşurarea cu distribuţie sinusoidal-continuă este:

$$e = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \mathrm{d}e_\alpha = \frac{\pi}{4} \omega w \Phi \sin \omega t = E_m \cdot \sin \omega t. \tag{6}$$

Această expresie a t.e.m. pune în evidenţă valoarea factorului de înfăşurare care, pentru înfăşurarea cu distribuţie sinusoidal continuă, este $k_w = \frac{\pi}{4} = 0{,}785398$.

2. Factorul de înfăşurare în cazul distribuţiei discrete a conductoarelor înfăşurării

2.1. Distribuţia sinusoidal—discretă a conductoarelor

Deoarece distribuţia sinusoidal—continuă nu poate fi tehnologic realizată, conductoarele înfăşurărilor transformatoarelor rotative trebuie grupate discret în crestături astfel încît amplitudinile principalelor armonici superioare ale distribuţiei cîmpului magnetic în întrefier şi ale tensiunilor electromotoare induse să fie nule sau să fie micşorate cît mai mult. Pentru a examina această particularitate se iau în consideraţie schemele simplificate de înfăşurări ale transformatoarelor rotative bipolare, de tip resolver, în figurile 2*a* şi 2*b*.

Primul tip de înfăşurare de resolver (fig. 2*a*), numit cu sărituri, are particularitatea de a lăsa două crestături diametrale neocupate, de a avea o bobină cu pas diametral şi un număr de perechi de bobine identice, aşezate simetric faţă de bobina cu pas diametral. Al 2-lea tip de înfăşurare, numit fără sărituri, ocupă toate

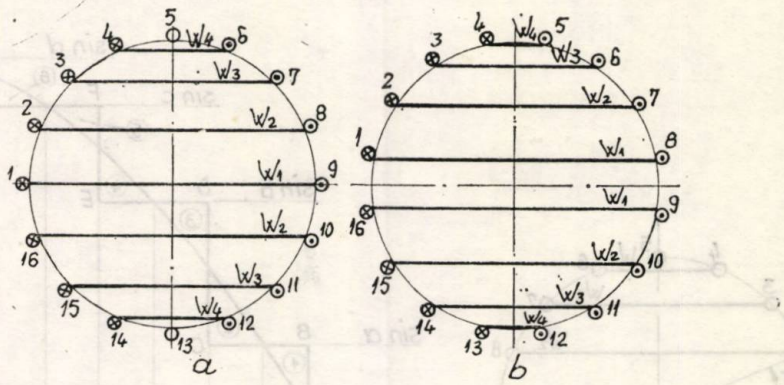


Fig. 2. Scheme de înfășurări: *a* — cu săritură; *b* — fără săritură.

crestăturile și are numai perechi de bobine identice. Numerele de spire ale celor 2 tipuri de înfășurări sînt:

— pentru înfășurările cu sărituri;

$$w = w_1 + 2(w_2 + w_3 + \ldots);$$

— pentru înfășurările fără sărituri:

$$w = 2(w_1 + w_2 + \ldots).$$

Pentru exemplificarea distribuției bobinelor s-a ales armătura cu 16 crestături.

Dozarea cu conductoare a mănunchiurilor din crestături se face astfel încît coeficienții de distribuție ai conductoarelor, și respectiv ai spirelor, să fie proporționali cu densitățile de conductoare în dreptul crestăturilor de la distribuția sinusoidal-continuă. Expresia generală a coeficienților de distribuție ai unei înfășurări, pe bobine este deci:

$$q_i = \frac{W_i}{W} = \frac{n_i}{\Sigma n_i} = \frac{\cos \alpha_i}{\Sigma \cos \alpha_i}, \qquad (7)$$

în care: α_i sînt unghiurile de poziție ale crestăturilor situate pe intervalul de arc $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$; iar n_i — densitățile de conductoare (2) corespunzătoare acelorași unghiuri de poziție în distribuția sinusoidal-continuă. Rezultă deci că, coeficienții de distribuție sinusoidal-discretă a înfășurărilor se pot privi ca densități relative de conductoare, corespunzătoare pozițiilor crestăturilor.

În tabelul 1 se dau valorile coeficienților de distribuție sinusoidal-discretă a înfășurărilor de resolvere ale căror armături au 12, 16 și 20 crestături.

Un alt mod de calculare a coeficienților de distribuție sinusoidal-discretă a conductoarelor și spirelor are la bază echivalența ariei de subsinusoidă (OAMO) cu aria închisă de conturul (OABCDEFGHLO) din figura 3 b.

Arcul de sinusoidă AM corespunde variației sinusoidal—continue, iar conturul poligonal ABCCDEFGHL corespunde variației sinusoidal-discrete a numărului de conductoare din crestăturile situate pe arcul de 90° al unei armături de resolver cu 16 crestături în care se așază o înfășurare cu sărituri. Echivalența celor două arii este realizată atunci cînd sînt egale ariile perechilor de triunghiuri curbilinii ($\Delta 1 = \Delta 2$ etc.).

Sinusurile unghiurilor a, b, c și d, care asigură egalitățile perechilor de triunghiuri, se deduc din ecuații de forma:

$$\int_0^a (\sin a - \sin \alpha) \cdot d\alpha = \int_a^{\frac{\pi}{8}} (\sin \alpha \sin a)\, d\alpha, \qquad (8)$$

Tabelul 1

Nr. de crestături	Varianta de înfăș.	Coeficienții de distribuție sinusoidal-discretă				
		q_1	q_2	q_3	q_4	q_5
12	cu sărituri	0,2679485	0,2320595	0,1339742	—	—
	fără ,,	0,2500004	0,1830122	0,0669863	—	—
16	cu sărituri	0,1989122	0,1837713	0,1406524	0,0761198	—
	fără ,,	0,1913422	0,1622114	0,1083861	0,0380601	
20	cu sărituri	0,1583837	0,1506324	0,1281356	0,0930963	0,0489137
	fără ,,	0,1545087	0,1393846	0,1106158	0,0710196	0,0483413

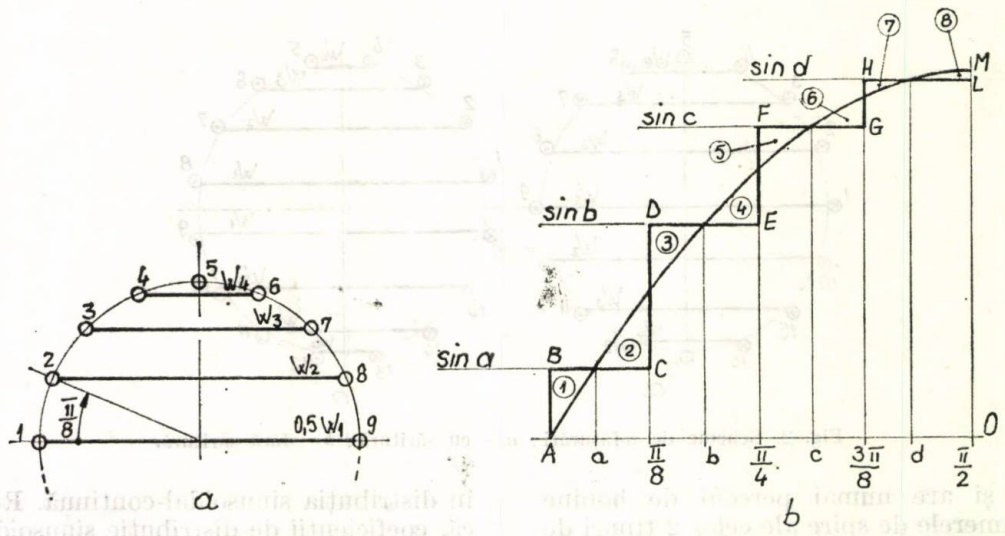


Fig. 3. Explicativă la calculul prin echivalență : *a* — pînza superioară de spire ; *b* — suprapunerea variațiilor continuă și discretă a conductoarelor pe un arc de 90°.

din care rezultă :

$$\sin a = \frac{8}{\pi}\left(1 - \cos\frac{\pi}{8}\right) = 0{,}1938379.$$

În mod analog se obțin : $\sin b = 0{,}5520002$; $\sin c = 0{,}8261542$ și $\sin d = 0{,}9744866$.

Dacă $OL = \sin d$ reprezintă la scară numărul de conductoare de 0,5 w, atunci coeficienții de distribuție sinusoidal-discretă a conductoarelor și spirelor înfășurării se deduc din proporția :

$$\frac{0{,}5\,w_1}{\sin a - \sin o} = \frac{w_2}{\sin b - \sin a} = \frac{w_3}{\sin c - \sin b} = \frac{w_4}{\sin d - \sin c} = \frac{0{,}5\,w}{\sin d}, \qquad (9)$$

$$q_1 = \frac{w_1}{w} = 0{,}1989128, \qquad q_3 = \frac{w_3}{w} = 0{,}1406658,$$

$$q_2 = \frac{w_2}{w} = 0{,}1837697, \qquad q_4 = \frac{w_4}{w} = 0{,}0761079.$$

Se constată că, valorile coeficienților de distribuție sinsoidal-discretă, aflate prin cele două procedee de calcul, încep să se deosebească abia de la a 5-a zecimală. Practic, aceasta înseamnă că cele două moduri de calcul duc la aceleași rezultate.

2.2. Tensiunea magnetică în întrefier creată de pînza de conductoare cu distribuție sinusoidal-discretă

Pentru exemplificare s-a recurs la armătura de resolver cu 16 crestături pe care se așază o înfășurare cu sărituri ca în figura 4 *a*. Variația solenației, în lungul întrefierului de sus, este arătată în figura 4 *b*.

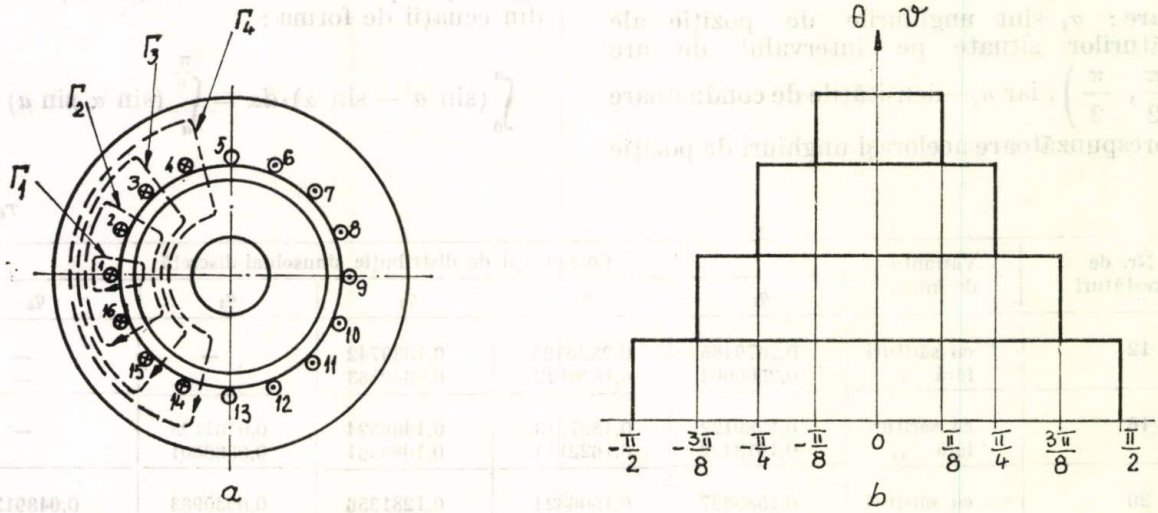


Fig. 4. Tensiunea magnetică în întrefier : *a* — distribuția solenației ; *b* — variația solenației și tensiunii magnetice pe semicercul superior al întrefierului.

Tensiunea magnetică creată în întrefier de solenația primei bobine se obține din aplicarea legii circuitului magnetic pe conturul Γ_1 și neglijînd tensiunile magnetice din armături. Pentru prima treaptă de solenație, se obține tensiunea magnetică:

$$v_1(t) = \frac{1}{2} Nq_i \cdot i = V_{1m} \cdot \cos \omega t, \qquad (10)$$

în care:

$$Nq_1 = w_1 \text{ și } i = I\sqrt{2} \cos \omega t.$$

Amplitudinile componentelor (fundamentală și armonice superioare) dezvoltării în serie Fourier a tensiunii magnetice (10) fiind:

$$V_{1m}^{(\nu)} = \int_{-\frac{2}{\pi}}^{\frac{2}{\pi}} V_{1m} \cdot \cos \nu \alpha \cdot d\alpha =$$

$$= \frac{2 \sin\left(\nu \frac{2}{\pi}\right)}{\nu \pi} q_1 \cdot w \cdot I\sqrt{2},$$

se poate scrie că:

$$v_1(\alpha, t) = \sum_{\nu=1,3,5,\ldots} \frac{2}{\nu\pi} q_1 \, w \, I\sqrt{2} \sin\left(\nu \frac{2}{\pi}\right) \cdot$$
$$\cdot \cos \nu \alpha \cdot \cos \omega \, t. \qquad (11)$$

Pe conturul Γ_2, bobinele din crestăturile 2—8 și 16—10 aduc un spor de tensiune magnetică:

$$v_2(t) = Nq_2 \cdot i = V_{2m} \cdot \cos \omega t,$$

în care: $N_{q2} = w_2$ și $V_{2m} = q_2 \cdot w \, I\sqrt{2}$.

Amplitudinile componentelor sporului de tensiune magnetică fiind date de relația:

$$V_{2m}^{(\nu)} = \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{3\pi}{8}}^{\frac{3\pi}{8}} V_{2m} \cdot \cos \nu\alpha \cdot d\alpha =$$

$$= \frac{4}{\nu\pi} \sin \frac{3\nu\pi}{8} \cdot q_2 \cdot w \cdot I\sqrt{2},$$

rezultă că:

$$v_2(\alpha, t) = \sum_{\nu=1,3,5,\ldots} \frac{4 \sin \frac{3\nu\pi}{8}}{\nu\pi} q_2 w \cdot$$
$$\cdot I\sqrt{2} \cdot \cos \nu\alpha \cdot \cos \omega t. \qquad (12)$$

Pentru a treia și a patra treaptă de solenație se obțin sporurile de tensiune magnetică $v_3(\alpha, t)$ și $v_4(\alpha, t)$ avînd expresii asemănătoare cu (12) cu deosebirea că coeficienții de distribuție sînt q_3 și q_4, iar argumentele sinusului sînt: $\frac{2\nu\pi}{8}$ și respectiv $\frac{\nu\pi}{8}$.

De asemenea, se mai remarcă și faptul că valorile sinusurilor reprezintă chiar coeficienții de scurtare a bobinelor pentru diferitele armonici, afectați de factorii $(-1)^{\frac{\nu-1}{2}}$.

Suprapunînd componentele armonice ale tensiunilor magnetice $v_1(\alpha, t) \ldots v_4(\alpha, t)$, se obține expresia tensiunii magnetice totale dezvoltată în serie:

$$v(\alpha, t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} w \, I \sum_{\nu=1,3,5,\ldots} \frac{2}{\nu} \left(\frac{q_1}{2} \cdot K_{1s\nu} + \right.$$
$$\left. + q_2 \cdot k_{2s\nu} + q_3 \cdot k_{3s\nu} + q_4 \cdot k_{4s\nu} \right) \cos \nu\alpha \cdot \cos \omega t. \qquad (13)$$

Expresia parantezei înmulțită cu $\frac{2}{\nu}$ și notată cu:

$$k_{wm\nu} = \frac{2}{\nu} \left(\frac{q_1}{2} k_{1s\nu} + q_2 \, k_{2s\nu} + q_3 \, k_{3s\nu} + q_4 \, k_{4s\nu} \right). \qquad (14)$$

reprezintă factorii de înfășurare pentru diversele armonici ale tensiunii magnetice. În cazul studiat, acești factori arată contribuția la producerea în întrefier a armonicelor de ordinul ν de către bobinele înfășurării cu sărituri așezate pe o armătură cu 16 crestături.

Cu această notație, expresia tensiunii magnetice, valabilă în general, devine:

$$v(\alpha, t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} w \cdot I \left[\sum_{\nu=1,3,5,\ldots} k_{wm\nu} \cdot \cos \nu\alpha \right] \cdot \cos \omega t. \qquad (15)$$

Calculînd factorii de înfășurare pentru tensiunile magnetice, conform relației (14), se constată că pentru componenta fundamentală se obține valoarea $k_{wm1} = 0{,}7956488$. Pentru armonicile superioare, factorii sînt nuli sau practic nuli în afară de factorii corespunzători armonicilor de ordinul $\nu = kQ \pm 1$. Pentru aceste armonici, factorii de înfășurare au valori de ν ori mai mici decît valoarea factorului k_{wm1}. Prin urmare, realizînd o distribuție sinusoidal—discretă, cu coeficienți de distribuție stabiliți conform relației (7), toate cîmpurile magnetice armonice superioare se anulează în afară de cele avînd, pentru armătura cu 16 crestături, ordinele 15, 17, 31, 33, 47, 49 etc., ale căror amplitudini sînt invers proporționale cu ordinul armonicii respective.

În cazul înfășurărilor fără sărituri, ținînd seama că există două bobine distincte cu cîte w_1 spire, factorul de înfășurare pentru producerea tensiunii magnetice în întrefier devine:

$$k_{wm\nu} = 2\ (q_1 k_{1s\nu} + q_2 k_{2s\nu} + q_3 k_{3s\nu} + q_4 k_{4s\nu}), \quad (16)$$

iar expresia tensiunii magnetice rămîne tot (15). Pentru componenta fundamentală a tensiunii magnetice, factorul de înfășurare are valoarea $k_{wm1} = 0{,}780363$.

2.3. Factorii de înfășurare pentru t.e.m. din înfășurările cu distribuție sinusoidal-discretă

După cum s-a arătat în § 2.2, în cazul distribuției sinusoidal-discrete, armonicele superioare ale cîmpului magnetic sînt practic nule, în afara celor de ordinele $kQ \pm 1$) (la resolvere) a căror amplitudini sînt de atîtea ori mai mici față de amplitudinea fundamentalei, cît este ordinul armonicii. Pentru acest motiv, se consideră că în transformatoarele rotative (resolvere și selsine), cîmpul magnetic are o distribuție sinusoidală a cărui inducție magnetică are forma:

$$B = B_m \sin \alpha. \quad (17)$$

În cazul înfășurărilor cu sărituri, și în particular pentru cea a unei armături de resolver cu $Q = 16$ crestături, prin bobina cu pas diametral, care are $w_1 = q_1 w$ spire și coeficientul de scurtare $k_{1s} = \cos O = \sin \frac{\pi}{2} = 1$, fluxul fascicular este:

$$\varphi_1 = \Phi_1 \cdot \cos\ \omega t = \Phi\ \cos\ \omega t.$$

Pentru perechea de bobine cu $w_2 = q_2 w$ spire și coeficientul de scurtare $k_{2s} = \cos \frac{\pi}{8} = \sin \frac{3\pi}{8}$, fluxul fascicular este:

$$\varphi_2 = \Phi_2 \cos \omega t = k_{2s} \cdot \Phi \cdot \cos \omega t,$$

deoarece:

$$\Phi_2 = L\, B_m \int_{\frac{\pi}{8}}^{\frac{7\pi}{8}} \sin \alpha \cdot R \cdot d\alpha = 2RLB \cos \frac{\pi}{8} = k_{2s} \cdot \Phi.$$

Pentru celelalte perechi de bobine, expresiile fluxurilor sînt asemănătoare, astfel încît t.e.m. ce se induce în toată înfășurarea este:

$$e = -\left[w_1 \frac{d\varphi_1}{dt} + 2\left(w_2 \frac{d\varphi_2}{dt} + w_3 \frac{d\varphi_3}{dt} + w_4 \frac{d\varphi_4}{dt}\right)\right] = \omega w \Phi [q_1 k_{1s} + 2(q_2 k_{2s} + q_3 k_{3s} + q_4 k_{4s})] \sin \omega t. \quad (18)$$

Se remarcă ușor că expresia din paranteza dreaptă este chiar factorul de înfășurare k_w care are aceeași valoare ca și k_{wm1} dedus din relația (14) pentru $\nu = 1$. Prin urmare:

$$k_w = k_{wm1} = 0{,}79566488.$$

Valoarea efectivă a t.e.m. este deci:

$$E = \sqrt{2}\, \pi \cdot f \cdot kw \cdot w \cdot \Phi = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot w_i \cdot \Phi. \quad (19)$$

unde $k_w w = w_i$ reprezintă numărul de spire ideale, considerate cu deschiderea diametrală în care se induce aceeași t.e.m. ca și în spirele reale cu deschideri și poziții diferite.

În mod asemănător, se găsesc expresiile factorilor de înfășurare pentru înfășurările fără sărituri ale resolverelor.

Ele sînt de forma:

— pentru resolver:

$$k_w = 2 \sum q_i k_{is}, \text{ pentru } i \in \left\{1, 2, \ldots, \frac{Q}{4}\right\}. \quad (20)$$

În tabelul 2 se dau valorile factorilor de înfășurare $k_w = k_{wm1}$ pentru înfășurările cu și fără sărituri așezate pe armăturile de resolver cu cîte 12, 16 și 20 crestături precum și pentru înfășurarea de selsin cu 15 crestături.

Tabelul 2

Varianta de înfășurare	Valorile factorilor de înfășurare $k_w = k_{wm1}$		
	12 crest.	16 crest.	20 crest.
cu sărituri	0,8038775	0,7956488	0,7919239
fără sărituri	0,7764588	0,780363	0,7896416

Din cazurile examinate și din expresiile generalizate (18) și (20), rezultă că factorii de înfășurare a bobinajelor cu distribuție sinusoidal-discretă de valori diferite de la o configurație de schemă la alta. Valorile lor sînt însă apropiate de cea a factorului de înfășurare a distribuției sinusoidal-continue a conductoarelor și spirelor ($k_w = 0{,}785398$).

Bibliografie

[1] *Bâlă, C.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1967.

[2] *Birgăoanu, M.* Folosirea bobinajelor sinusoidale trifazate simetrice în generatoare sincrone. București. Electrotehnica 2, 1958.

[3] *Fransua, Al.* și *Gheorghiu, I.S.* Tratat de mașini electrice vol. **III** București, Ed. Academiei R.S.R., 1971.

[4] *Gavrilescu, C.* Curs de mașini și surse electrice vol. **II.** și vol. **III**, București, Ed. Academiei Militare, 1966.

[5] *Hruşcev, B.* Micromașini electrice pentru automatică. Leningrad, Ed. Energia, 1976.

[6] *Stefănescu, N.* Selsine. București, Ed. tehnică, 1967.

CZ 629.1.066–83.621.34

ECHIPAMENT ELECTRIC AUTO
INSTALAȚIE DE ÎNCERCARE
ACȚIONARE REGLABILĂ

Testarea regulatoarelor de tensiune auto prin simularea condițiilor reale de funcționare

WILIBALD SZABO, IULIAN ȚOPA, ADRIAN MAILAT, TRAIAN IORDACHE, GHEORGHE CRUȚU, VIRGIL PÎRVULESCU, RADU CÎMPEANU ȘI ALEXANDRU GREAVU * — BRAȘOV

Introducere

Regimul de funcționare a alternatoarelor de pe autovehicule fiind caracterizat prin variații mari de turație și de sarcină, asigurarea unei tensiuni constante în instalația electrică impune prezența regulatoarelor de tensiune în cadrul sistemului de alimentare.

Funcționarea corespunzătoare a regulatorului de tensiune condiționează fiabilitatea și durata de exploatare a majorității componentelor instalației electrice de pe autovehicul, astfel, încît, în faza de premontaj devine necesară o verificare deosebit de exigentă a principalilor săi parametri electrici.

Acest lucru este posibil numai pe standuri specializate, care să permită evaluarea acestor parametri într-un timp cît mai scurt.

Instalația realizată, prezentată în cele ce urmează, permite verificarea operativă a regulatoarelor de tensiune auto, utilizîndu-se o schemă electrică similară cu cea reală de pe autovehicul.

2. Condițiile de verificare a regulatoarelor de tensiune

Prezența bateriei de acumulatoare și a diferiților consumatori în instalația electrică a autovehiculelor, al căror motor antrenează, în timpul funcționării sale generatorul la turații variabile, impune utilizarea unui dispozitiv regulator care să poată menține tensiunea în plaja valorilor prescrise, indiferent de sarcina și turația generatorului.

Schema de testare a regulatorului de tensiune [1, 2] este similară cu cea reală, comportînd ca elemente principale alternatorul, bateria de acumulatoare și rezistența de sarcină.

Avînd în vedere că toate măsurările se efectuează într-o plajă de turații în care tensiunea electromotoare a alternatorului este superioară tensiunii electromotoare a bateriei ($U_e > E_b$), generatorul va debita curent pe rezistența de sarcină și va încărca bateria, fiind satisfăcută relația:

$$I_g = I_b + I_s, \qquad (1)$$

unde:

I_g este curentul debitat de generator;
I_b — curentul absorbit de baterie;
I_s — curentul prin rezistența de sarcină.

* Autorii sînt cadre didactice la Universitatea — Brașov.

Deoarece la o baterie bine încărcată I_b este aproximativ constant și are o valoare redusă, se observă din relația (1) că I_g depinde numai de I_s.

Prin urmare, valorile curenților debitați de generator, necesare obținerii punctelor de măsurare impuse, se ating modificîndu-se corespunzător valoarea rezistenței de sarcină.

Practic, încercările constau în verificarea punctelor principale de definire a caracteristicii de reglaj $I(U)$ pentru $n = \text{ct}$ (fig. 1). Astfel, pentru regulatorul de tensiune de 12 V limitele

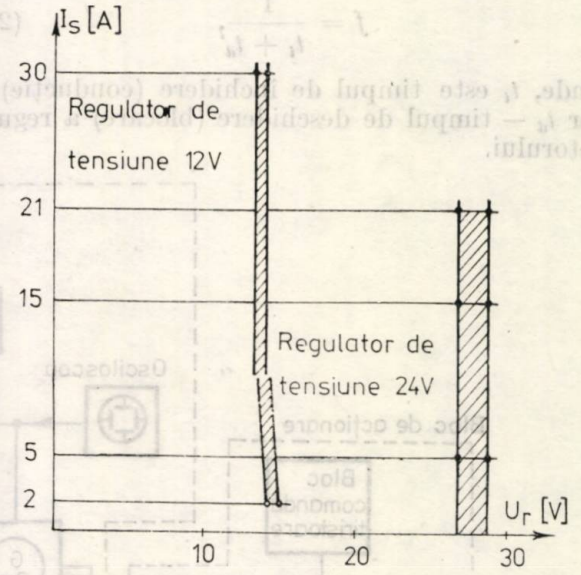


Fig. 1. Caracteristicile de reglaj $I(U)$ ale regulatoarelor de tensiune tip 1410 (12V) și 1350 (24V), pentru $n = 5\,000$ rot/min.

extreme ale intervalului de reglare a tensiunii sînt 13,7 ÷ 14,7 V, pentru valori ale curentului de sarcină cuprinse între 30 A respectiv 2 A, iar în cazul regulatorului de tensiune de 24 V, tensiunea reglată poate varia în intervalul 26,5 ÷ ÷ 28,5 V pe întreg domeniul de variație a curentului de sarcină (0 — 21 A).

Instalația de testare trebuie să ofere posibilitatea efectuării acestor măsurări atît în stare rece, cît și după o stabilizare termică prealabilă a regulatorului de tensiune. De asemenea, dispunînd de posibilitatea modificării continue a turației, trebuie să permită trasarea caracteristicii de reglaj pentru perechile de valori U și I, la diferite valori ale turației, în gama

dezvoltată de motorul autovehiculului. Concomitent, prin oscilografierea formei de undă a tensiunii la borna *DF* a regulatorului (borna pozitivă a înfășurării de excitație) există posibilitatea unei aprecieri vizuale obiective a

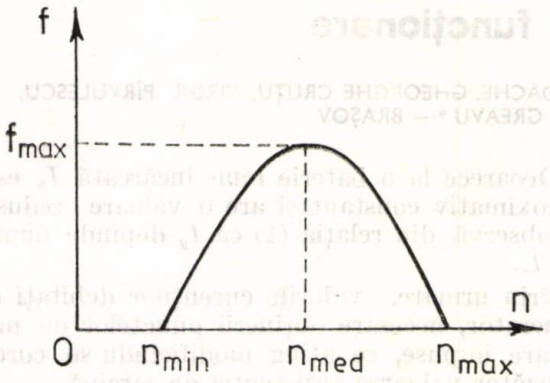


Fig. 2. Variația frecvenței de reglare cu turația alternatorului, pentru I_s = const.

frecvenței de reglare f a regulatorului, definită prin relația:

$$f = \frac{1}{t_i + t_d}, \qquad (2)$$

unde, t_i este timpul de închidere (conducție); iar t_d — timpul de deschidere (blocare) a regulatorului.

La limitele intervalului de turații frecvența trebuie să fie egală cu zero, ea avînd valoarea maximă în zona turațiilor mijlocii (fig. 2). Vizualizarea frecvenței de reglare are ca scop numai obținerea unor informații calitative asupra funcționării corecte a regulatoarelor de tensiune, întrucît norma internă a produsului nu impune o anumită valoare pentru acest parametru.

3. Descrierea instalației realizate

Măsurarea principalilor parametri electrici ai regulatorului de tensiune se efectuează în condițiile conectării acestuia la un sistem de alimentare similar cu cel de pe autovehicul, alternatorul etalon fiind antrenat cu o turație variabilă în domeniul 0—8 000 rot/min.

Din punct de vedere al principiului de funcționare, instalația se compune dintr-un bloc de măsurare care cuprinde și schema de încercare și un bloc de acționare cu turație variabilă (fig. 3).

Blocul de măsurare

Blocul de măsurare cuprinde ansamblul aparaturii de măsură și supraveghere, precum și schema reală de încercare compusă din alternator etalon, baterie de acumulatoare, sarcină electronică cu funcționarea condiționată de

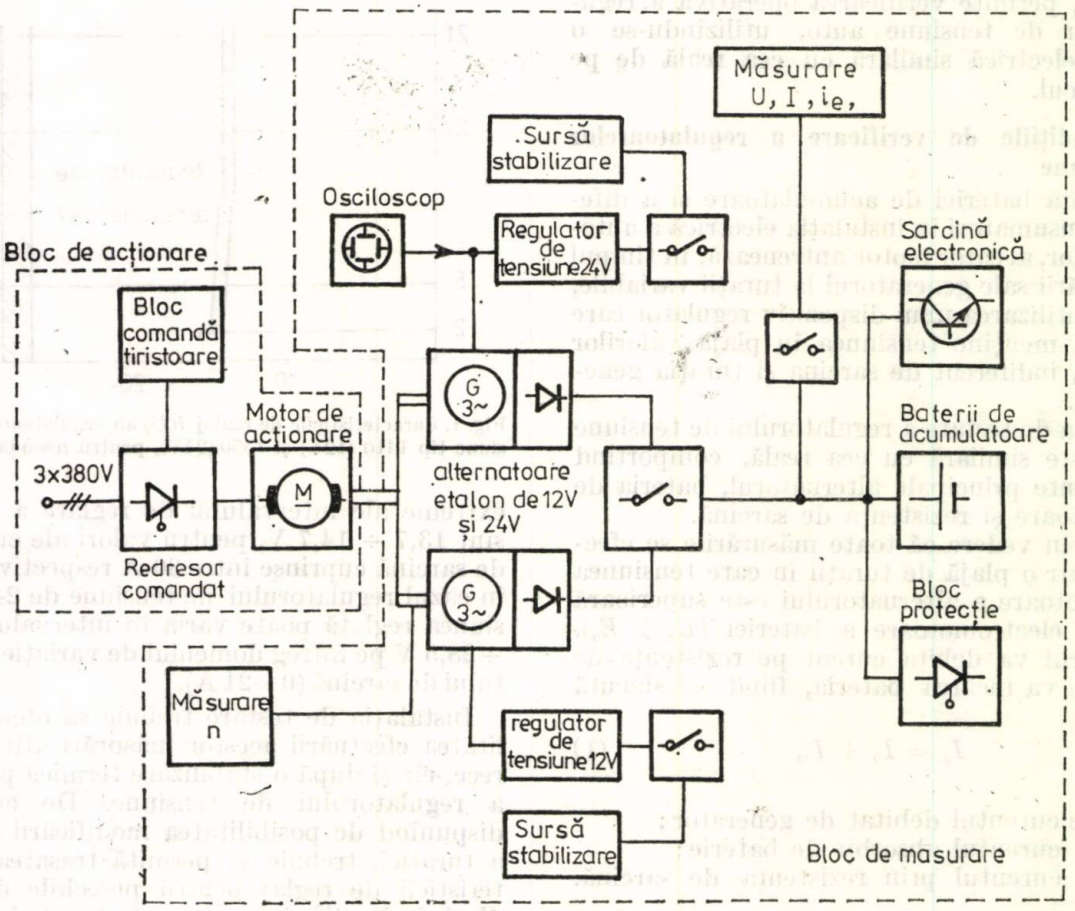


Fig. 3. Schema—bloc a instalației realizate.

valoarea tensiunii, reglabilă manual și regulatorul de tensiune încercat.

Pentru stabilizarea termică a regulatoarelor de tensiune înaintea încercării lor, a fost conceput un sistem cuprinzînd surse de alimentare în curent continuu de 1 V și 27 V, două panouri-suport pentru cîte șase regulatoare de tensiune și trei comutatoare, din care două selectoare și un comutator de tensiune 12 V /24 V.

Cele două selectoare permit conectarea succesivă a celor șase regulatoare de 12 V sau 24 V la schema de încercare, astfel încît, întotdeauna cînd un regulator de tensiune este verificat, celelalte cinci se află în proces de stabilizare termică.

În absența stabilizării termice, procesele tranzitorii care apar la începutul funcționării regulatorului de tensiune pot îngreuna evaluarea corectă a rezultatului măsurătorilor, ceea ce duce la creșterea duratei ciclului de verificare a unui regulator.

Ținînd seama de structura specifică a schemei de încercare, care conține dispozitive semiconductoare, a fost prevăzut un circuit de limitare a supratensiunilor accidentale care pot apărea fie datorită unei manevre greșite, fie datorită unei defecțiuni a regulatorului de tensiune încercat.

Sistemul, existent și pe unele autovehicule, comportă un bloc de sesizare a nivelului de tensiune cu diode Zener, al cărui semnal de ieșire comandă poarta tiristorului T, dacă valoarea tensiunii în circuitul de măsurare depășește 40 V (fig. 4).

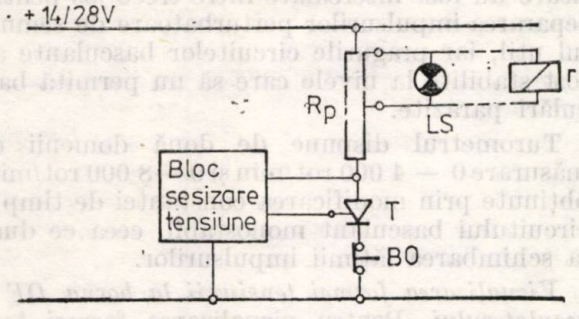


Fig. 4. Schema circuitului de limitare a supratensiunilor accidentale.

La intrarea sa în conducție, tiristorul introduce în circuitul de sarcină al alternatorului o rezistență de putere R_p de valoare mică, reducînd astfel tensiunea sub valoarea periculoasă. Concomitent, o parte din căderea de tensiune pe rezistența de protecție alimentează înfășurarea unui releu r, care comandă întreruperea funcționării motorului de acționare, semnalizînd avaria prin aprinderea lămpii LS. Butonul BO servește la readucerea sistemului de protecție în starea inițială (reset).

Măsurarea tensiunii reglate. Deoarece plaja de variație a tensiunii reglate este destul de restrînsă și anume aproximativ 1 V, în cazul tensiunii de 14 V, și 2 V în cazul tensiunii de 28 V, s-a conceput și realizat un voltmetru analogic de curent continuu, cu scară extinsă, pe baza unei scheme cu diode Zener și divizoare de tensiune rezistive (fig. 5). Limitei inferioare a scării instrumentului IM îi corespunde va-

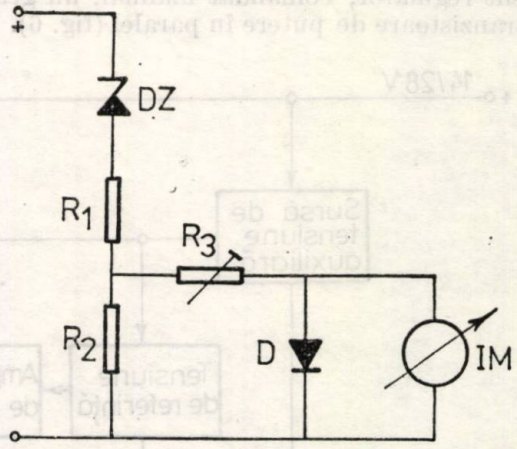


Fig. 5. Schema de principiu a voltmetrului cu scară extinsă.

loarea tensiunii U_z, deoarece circuitul format din dioda Zener DZ și rezistențele R_1, R_2 este parcurs de curent numai după atingerea acestei valori.

Aparatul dispune de două intervale de măsurare: 12 — 16 V și 26 — 30 V, cu scări perfect liniare.

Pentru obținerea unei scări liniare, punctul de funcționare a diodei s-a stabilit la o valoare a curentului I_z aflată pe porțiunea liniară a caracteristicii de conducție inversă și printr-o selecție atentă a diodelor Zener utilizate.

Protecția la depășirea valorii admisibile a tensiunii aplicate instrumentului magnetoelectric IM se realizează cu ajutorul diodei D polarizată în sens direct.

Măsurarea și reglarea curentului debitat de alternator pe bateria de acumulatoare și pe sarcina electronică. Curentul debitat de generator I_g este măsurat cu ajutorul unui ampermetru magnetoelectric 0—40 A.

Conform relației (1), I_g este suma dintre curentul absorbit de baterie și curentul prin sarcină. Curentul absorbit de baterie, în condițiile schemei de încercare folosite, are o variație care depinde numai de starea de încărcare a bateriei de acumulatoare, în timp ce curentul prin sarcină poate fi modificat după necesitate de către operator.

Pentru obținerea unui domeniu cît mai larg de reglare a curentului I_g, este necesară menținerea curentului absorbit de baterie la o valoare constantă și cît mai redusă, astfel încît $I_b \ll I_{s\,max}$.

Pentru modificarea curentului I_s schema de încercare a fost echipată cu o sarcină electronică cu funcționare condiționată de valoarea tensiunii, cu reglaj manual.

Blocul de sarcină a fost realizat pe baza unei surse de tensiune de tip paralel avînd ca element regulator, comandat manual, un grup de 8 tranzistoare de putere în paralel (fig. 6).

Principalele dificultăți în ceea ce privește funcționarea corectă a montajului, sînt legate de perturbațiile de natură mecanică și electrică.

Reducerea efectului vibrațiilor asupra traductorului s-a obținut printr-o fixare rigidă a acestuia pe suportul alternatorului, astfel încît să nu apară deplasări între elementele sale componente.

Cele mai importante perturbații electrice au ca sursă dispozitivele de comandă pe grilă ale tiristoarelor din blocul de acționare.

Atenuarea acestor perturbații s-a obținut prin ecranarea montajului electronic și a cablului de

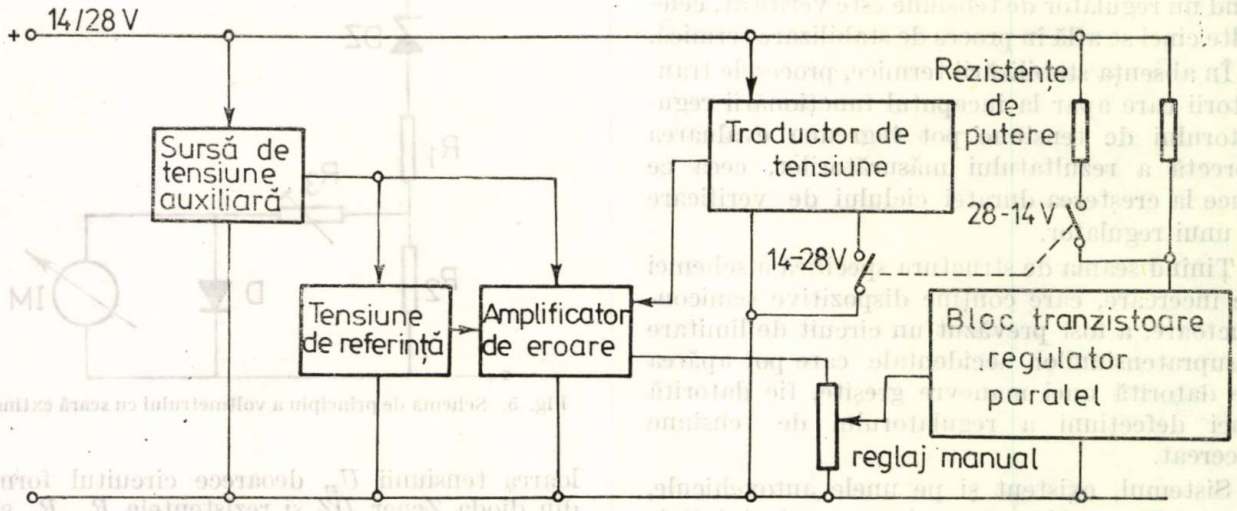


Fig. 6. Schema — bloc a sarcinii electronice.

Pentru evitarea unor variații sensibile ale stării de încărcare a bateriei de acumulatoare pe durata ciclului de verificare, sarcina electronică devine inoperantă la scăderea turației sub valoarea turației de conectare, respectiv la scăderea tensiunii sub o anumită valoare limită inferioară.

Măsurarea turației. Pentru măsurarea turației la arborele alternatorului etalon s-a utilizat un dispozitiv electronic, a cărui schemă bloc este redată în figura 7.

Traductorul are la bază principiul obturării fluxului luminos, emis de o sursă de incandescență (2W), de către un disc perforat fixat pe arborele alternatorului.

Elementul fotosensibil este un fototranzistor montat în conexiune emitor comun.

Semnalul de frecvență proporțională cu turația, este amplificat și apoi prin intermediul unui circuit basculant minostabil este transformat în impulsuri drepunghiulare de lățime constantă.

Aparatul de măsură este un miliampermetru magnetoelectric. Indicația sa este proporțională cu valoarea medie a curentului, care în ipoteza unor impulsuri de lățime și amplitudine constantă depinde liniar de valoarea frecvenței.

legătură cu fototranzistorul, cît și printr-o serie de măsuri legate de structura și funcționarea schemei electronice. Astfel, în lanțul de amplificare au fost intercalate filtre trece jos pentru separarea impulsurilor perturbatoare de semnalul util, iar pragurile circuitelor basculante au fost stabilite la nivele care să nu permită basculări parazite.

Turometrul dispune de două domenii de măsurare 0 — 4 000 rot/min și 0 —8 000 rot/min, obținute prin modificarea constantei de timp a circuitului basculant monostabil, ceea ce duce la schimbarea lățimii impulsurilor.

Vizualizarea formei tensiunii la borna DF a regulatorului. Pentru vizualizarea formei tensiunii la borna *DF*, instalația este echipată cu un osciloscop tip *E* 0102.

Formele de undă ale tensiunii la borna *DF* pentru un regulator electronic ($U_r = 28$ V) bun și unul defect sînt indicate în figurile 8 și 9.

Blocul de acționare cu turație variabilă

Antrenarea alternatorului etalon de 12 și 24 V se realizează cu un motor electric de curent continuu (3,5 kW ; 220 V ; 3 000 rot/min), cu excitație separată, printr-o multiplicare meca-

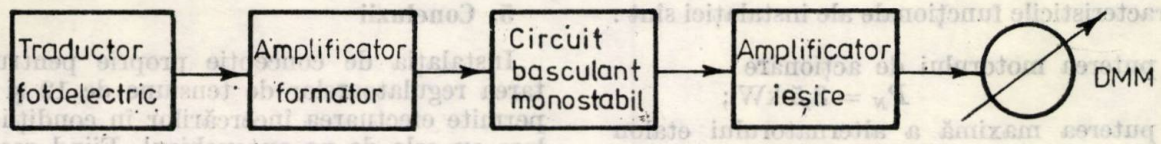


Fig. 7. Schema — bloc a turometrului electronic.

nică a turației în raportul 1 :3. Alimentarea indusului motorului se asigură de la un redresor comandat cu tiristoare, în punte trifazată, conectat în secundarul unui transformator trifazat de 5 kVA, 380/220 V, conexiunea Yy—12.

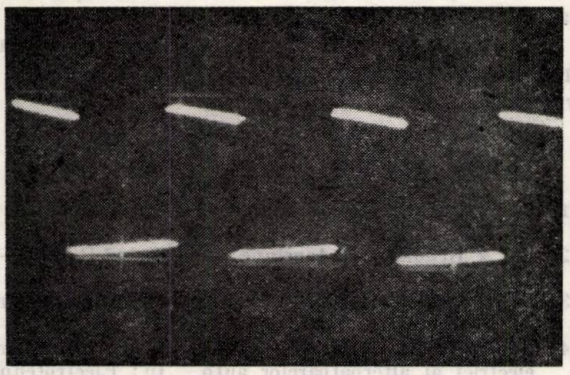


Fig. 8. Forma de undă a tensiunii la un regulator electronic (U_r = 28V) bun.

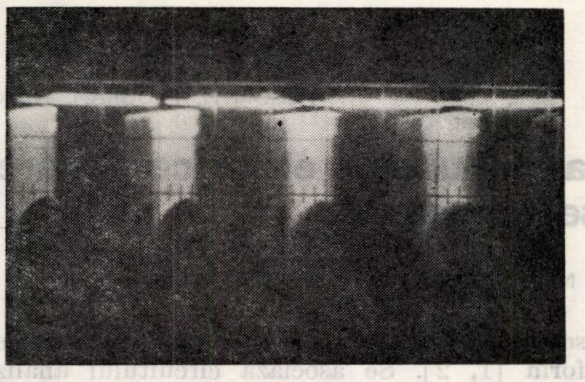


Fig. 9. Forma de undă a tensiunii la un regulator electronic defect.

Tensiunea continuă de 220 V pentru excitație se obține de la un redresor în punte cu diode semiconductoare, alimentat, din secundarul aceluiași transformator. Reglarea continuă a turației motorului între 0—3 000 rot/min se realizează prin modificarea unghiului de aprindere al tiristoarelor, utilizînd un echipament electric de comandă de tip UNIDIN, elaborat de către IEA-București [4].

Pentru protecția tiristoarelor la supracurenți s-au prevăzut siguranțe fuzibile ultrarapide, iar pentru protecția împotriva supratensiunilor — circuite RC între anod și catod, precum și între fazele secundarului transformatorului trifazat. Pentru limitarea pantei de creștere a tensiunii în sens pozitiv pe tiristoarele care nu conduc în momentul comutării anodice a curentului de sarcină s-au utilizat inductanțe de protecție.

S-au mai prevăzut : protecție și semnalizare la arderea unei siguranțe ultrarapide, protecția la suprasarcină a motorului de acționare și o protecție la dispariția excitației.

4. Considerații constructive și caracteristici funcționale

Din punct de vedere constructiv, instalația realizată se compune din trei corpuri separate :

— dulapul de comandă, care conține redresorul comandat, blocul electronic de comandă pentru tiristoare, elementele de protecție și de comandă ;

— pupitrul de măsurare, care conține aparatele și celelalte componente ale sistemului de măsură și reglare (fig. 10) ;

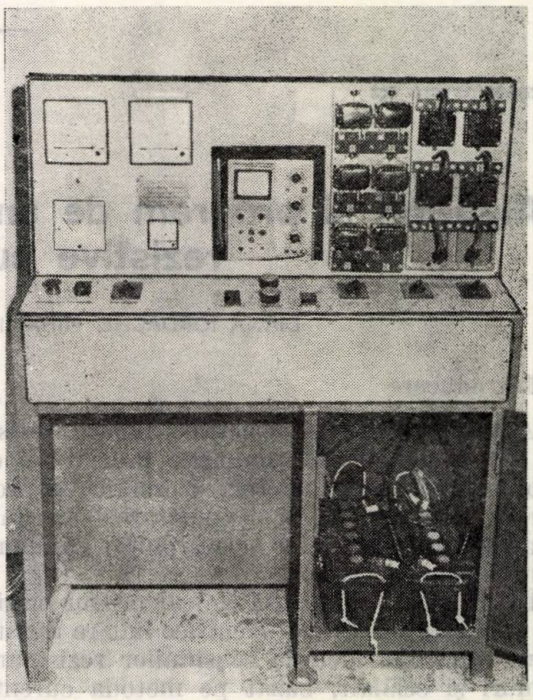


Fig. 10. Aspectul general al pupitrului de măsurare.

— cadrul-suport al motorului de antrenare, pe care sînt montate motorul de c.c., alternatoarele etalon de 12, 24 V și traductorul fotoelectronic de turație.

Manipularea instalației se face de la pupitrul de măsurare, de către o singură persoană. Manevrele auxiliare au fost reduse la minimum, astfel încît atenția operatorului să fie integral concentrată asupra aparatelor de măsură.

Caracteristicile funcţionale ale instalaţiei sînt:

— puterea motorului de acţionare
$P_N = 3{,}5$ kW;
— puterea maximă a alternatorului etalon
$P_G = 800$ W;
— domeniul de variaţie a turaţiei
O — 8 000 rot/min;
— tensiunile de încercare
$U_N = 14$ V sau 28 V;
— curentul de sarcină maxim
$I_{s\,max} = 50$A;
— durata impusă a ciclului de măsurare
$T_i = 180$ s;
— durata minimă a ciclului de măsurare
$T_m = 60$ s;
— regimul de funcţionare:
continuu.

Instalaţia a fost proiectată şi realizată pe bază de contract cu Intreprinderea de autocamioane din Braşov, pentru încercările de recepţie la beneficiar, permiţînd testarea pe un schimb a unui număr de minimum 200 regulatoare de 12 sau 24 V.

5. Concluzii

Instalaţia de concepţie proprie pentru testarea regulatoarelor de tensiune de 12 şi 24 V permite efectuarea încercărilor în condiţii similare cu cele de pe autovehicul. Fiind realizată din trei blocuri constructive separate, permite o dispunere optimă, eliminînd influenţa vibraţiilor asupra echipamentului electric şi electronic.

Instalaţia realizată prezintă avantajul menţinerii bateriei într-o stare de încărcare practic constantă, datorită modului de funcţionare a sarcinii electronice utilizate.

Fiind echipată cu elemente fabricate în ţară, instalaţia aduce o importantă economie de valută.

Bibliografie

[1] x x x Regulator de tensiune tip 1410. N.I.D. 2617—69; I.E.P.S.
[2] x x x Regulator de tensiune tip 1350. N.I.D. 3638—74, I.E.P.S.
[3] *Postelnicu, Gh.* şi *Bârzescu, A.* Echipament electric pentru autovehicule. Bucureşti, Editura tehnică, 1972.
[4] *Ţopa, I.* ş.a. Instalaţie pentru determinarea parametrilor electrici ai alternatoarelor auto. În: Electrotehnica, Electronica şi Automatica 27, nr. 2, feb 1979, p.

CZ 538.551.23:621—523

CIRCUIT ELECTRIC REZISTIV
SURSE COMANDATE
ALGORITM, PROGRAM, NULORI

Algoritm şi program de analiză a circuitelor electrice liniare rezistive cu surse comandate

DIANA IORDACHE, MIHAI IORDACHE, NICOLAE VOICU* — BUCUREŞTI

Introducere

Analiza circuitelor electrice liniare rezistive cu surse comandate complexe prezintă o deosebită importanţă teoretică şi practică în proiectarea, construcţia şi exploatarea maşinilor, aparatelor, circuitelor electronice, liniilor şi instalaţiilor electrice.

În lucrare se prezintă doi algoritmi originali de analiză a circuitelor electrice liniare rezistive, unul bazat pe metoda tensiunilor rezistoarelor ramuri şi celălalt, bazat pe metoda curenţilor rezistoarelor coarde. Conform acestor algoritmi s-au efectuat, în limbaj FORTRAN IV, două programe de calcul pe calculatorul numeric FELIX C 256. Circuitul electric liniar rezistiv, poate să conţină orice tip de sursă comandată diport şi, în general, orice element multiport de circuit care are o schemă echivalentă cu elemente dipolare. Sursele comandate sînt simulate prin scheme echivalente cu elemente dipolare conform [1, 2]. Se asociază circuitului analizat două grafe: unul de curent G^I şi altul de tensiune G^U [2 — 4]. Sursele de tensiune şi de curent independente prezentate în circuit pot fi constante sau variabile în timp.

Un circuit electric rezistiv, în care toate sursele independente sînt constante în timp, denumit, în această lucrare, *circuit electric rezistiv de curent continuu*, iar în cazul cînd sursele independente variază în timp — *circuit electric rezistiv cu surse independente variabile* (sau cum se mai obişnuieşte în literatură [5] *circuit electric dinamic de c.c.*). Noţiunea de *circuit electric rezistiv* include ambele tipuri de circuite, atît cele în care sursele independente sînt constante în timp, cît şi cele în care aceste surse sînt variabile în timp.

După ce sursele comandate şi elementele de circuit multipolare au fost modelate prin scheme echivalente dipolare, circuitul astfel obţinut este constituit în exclusivitate din ele-

* *Iordache, D.* este inginer la Centrala Industrială a mătăsii, *Inului* şi cînepii, dr. ing. *Iordache, M.* — şef de lucrări, ar *Voicu, N.* asistent la Inst. politehnic — Bucureşti.

mente dipolare ideale liniare. Fiecare latură a circuitului este formată dintr-un singur element dipolar ideal.

Datele de intrare se introduc pe calculator foarte simplu. Fiecare latură a circuitului (în sensul definit mai sus) se specifică prin nodul de unde pleacă, nodul unde ajunge, tipul și valoarea parametrului corespunzător. Dacă latura este de tipul E (J), sursă ideală independentă de tensiune (curent), atunci la introducerea laturii respective se mai adaugă un cod (număr) care specifică prin valoarea sa dacă sursa independentă este constantă sau variabilă în timp.

În ultimii ani au fost elaborate o serie de programe de analiză a circuitelor electrice [6, 7]. Aceste programe sînt destul de complete. Ele permit atît analiza circuitelor electrice liniare, cît și a celor neliniare în diverse regimuri de funcționare. De obicei, aceste programe sînt elaborate de (sau în colaborare cu) firmele producătoare de calculatoare. Pentru utilizarea lor trebuie să se cumpere fie numai programul respectiv, fie numai calculatorul.

În centrele de calcul din țara noastră, înzestrate cu calculatoare produse de firma IBM, există un program de calcul al circuitelor electrice numit ECAP 1 (Electronic Circuit Analysis Program) [8]. Acest program permite ca circuitul analizat să conțină surse independente variabile în timp (specificînd valorile lor în cel mult 20 de momente de timp) și numai surse comandate de curent.

2. Metoda tensiunilor rezistoarelor ramuri

Sursele comandate diport apar în structura unui circuit electric în urma înlocuirii dispozitivelor electronice cu scheme echivalente corespunzătoare regimului de funcționare a circuitului [8, 9].

În metoda tensiunilor rezistoarelor ramuri se aleg ca variabile independente tensiunile de la bornele rezistoarelor ramuri (arbore). Se selectează același arbore normal (de referință) în cele două grafuri numit *arbore normal comun* (*ANC*) sau *arbore de referință comun* (*ARC*), [2—4, 10]. ANC trebuie să conțină toate sursele ideale independente de tensiune (SIIT) și nici-o sursă ideală independentă de curent (SIIC). Dacă nu este posibil ca toate SIIT să fie conținute în arbore, înseamnă că există o buclă formată numai din SIIT și circuitul este nedeterminat. Cazul în care ANC conține o SIIC este echivalent cu existența unei suprafețe de secțiune intersectată numai de laturi formate din SIIC și circuitul este, ca și în cazul precedent, nedeterminat. Prezența acestor bucle și suprafețe de secțiune este depistată de program și programul se oprește indicînd un mesaj de eroare.

Matricele incidentelor esențiale (MIE) Λ, β, corespunzătoare celor două grafe G^I, G^U se partiționează astfel:

$$\Lambda = \begin{matrix} \\ E \\ R \end{matrix} \begin{matrix} r/c & J \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} \Lambda_{ER} & \Lambda_{EJ} \\ \Lambda_{RR} & \Lambda_{RJ} \end{bmatrix}; \quad \beta = \begin{matrix} \\ E \\ R \end{matrix} \begin{matrix} r/c & J \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} \beta_{ER} & \beta_{EJ} \\ \beta_{RR} & \beta_{RJ} \end{bmatrix},$$

unde: $\Lambda \in \mathbb{R}^{n_a} \times \mathbb{R}^{n_c}$, $\beta \in \mathbb{R}^{n_a} \times \mathbb{R}^{n_c}$, n_a (și n_c), fiind numărul laturilor arborelui (coarborelui).

În conformitate cu partiționarea (1), teoremele Kirchhoff au forma:

TIK (TKC)

$$i_E = -\Lambda_{ER}\, i_{Rc} - \Lambda_{EJ}\, i_J, \tag{2a}$$

$$i_{Ra} = -\Lambda_{RR}\, i_{Rc} - \Lambda_{RJ}\, i_J. \tag{2b}$$

și:

TIIK (TKU)

$$U_{Rc} = \beta_{ER}^T\, U_E + \beta_{RR}^T\, U_{Ra}, \tag{3a}$$

$$U_J = \beta_{EJ}^T\, U_E + \beta_{RJ}^T\, U_{Ra}, \tag{3b}$$

în care, de exemplu $i_{Rc} \in R^{nRc}$, reprezintă vectorul curenților rezistoarelor coarde.

Relațiile $i - u$, conform legii Ohm, pentru laturile rezistive au forma:

$$i_{Ra} = G_a\, U_{Ra}, \tag{4a}$$

$$i_{Rc} = G_c\, U_{Rc}, \tag{4b}$$

unde: $G_a \in \mathbb{R}^{n_{Ra}} \times \mathbb{R}^{n_{Ra}}$ ($G_c \in \mathbb{R}^{n_{Rc}} \times \mathbb{R}^{n_{Rc}}$), reprezintă matricea diagonală a conductanțelor rezistoarelor ramuri (coarde). Pentru fiecare latură a circuitului se adoptă regula de asociere a sensurilor de referință de la receptoare.

Introducînd relațiile (4) în ecuația (2b) și ținînd seama de ecuația (3a) se obține:

$$(G_a + \Lambda_{RR} G_c\, \beta_{RR}^T)\, U_{Ra} = -\Lambda_{RR} G_c\, \beta_{ER}^T\, T_{ER} U_E - \Lambda_{RJ} i_J, \tag{5}$$

Sistemul de ecuații reprezintă sistemul de ecuații al tensiunilor rezistoarelor ramuri.

Cunoscînd vectorul tensiunilor rezistoarelor ramuri U_{Ra} se pot calcula (vezi paragraful 3) toți curenții și toate tensiunile circuitului.

3. Algoritmul de calcul corespunzător metodei tensiunilor rezistoarelor ramuri

1. Se rezolvă sistemul algebric de ecuații (5).

2. Cu relația (4a) se determină vectorul curenților rezistoarelor ramuri, i_{Ra}.

3. Se calculează vectorul tensiunilor rezistoarelor coarde, U_{Rc} cu relația (3a).

4. Se determină vectorul curenților rezistoarelor coarde, i_{Rc} cu relația (4b).

5. Cu relația (2a) se calculează vectorul curenților SIIT, i_E.

6. Se determină vectorul tensiunilor de la bornele SIIC, U_J, cu relația (3b).

Valabilitatea rezultatelor obținute se verifică cu ajutorul bilanțului puterilor la fiecare moment de timp. Însă, înainte de aceasta trebuie se se determine curenții surselor ideale de tensiune comandate și tensiunile surselor ideale de curent comandate.

De fapt, prin simularea surselor ideale comandate cu scheme echivalente cu elemente dipolare, în cele două grafe aceste surse sînt înlocuite cu elemente rezistive ce ocupă poziții diferite.

Deci, în ultimă instanță, sursele comandate ideale sînt niște rezistoare care ocupă poziții diferite din punct de vedere al curentului și al tensiunii [1, 2]. Prin urmare, mulțimea rezistoarelor include, într-o ordine arbitrară, și mulțimea rezistoarelor prin care sînt modelate sursele ideale comandate.

Prin metoda expusă mai sus, cît și prin cea prezentată în paragraful 4 pentru sursele ideale comandate se determină numai mărimea comandată, adică tensiunea (curentul) sursei, dacă este sursă ideală de tensiune (curent) comandată în curent sau în tensiune.

Pentru a determina curenții care trec prin sursele ideale de tensiune comandate se aplică (în circuitul inițial) teorema întîi Kirchhoff pe un set independent de suprafețe de secțiune care intersectează aceste surse.

Pentru a calcula tensiunile de la bornele surselor ideale de curent comandate se aplică (în circuitul inițial) teorema doi Kirchhoff, pe un set independent de bucle, care conțin aceste surse.

7. Se determină, cu procedeul expus mai sus, curenții surselor ideale de tensiune comandate și tensiunile surselor ideale de curent comandate.

8. Se verifică la fiecare moment de timp bilanțul puterilor. Puterea dată de surse este:

$$P_g = - U_E\, i_E - U_J\, i_J - U_{Esc}\, i_{Esc} - U_{Jsc}\, i_{Jsc}, \tag{6}$$

unde: U_{Esc}, i_{Esc} (U_{Jsc}, i_{Jsc}) sînt vectori tensiune-curent ai surselor ideale de tensiune (curent) comandate. În relația (6) apare semnul minus în membrul drept deoarece s-a adoptat regula de asociere a sensurilor de referință de la receptoare.

Puterea consumată are expresia:

$$P_R = U'_{Ra}\, i'_{Ra} + U'_{Rc}\, i'_{Rc}, \tag{7}$$

în care: U'_{Ra}, i'_{Ra} (U'_{Rc}, i'_{Rc}) sînt vectorii tensiune-curent ai rezistoarelor ramuri (coarde) din care s-au exclus rezistoarele ramuri (coarde) prin care au fost simulate sursele comandate.

Dacă valorile curenților și tensiunilor obținute sînt corecte, atunci trebuie să se verifice egalitatea:

$$P_g = P_R. \tag{8}$$

4. Metoda curenților rezistoarelor coarde

În această metodă se aleg ca variabile independente curenții rezistoarelor coarde, i_{Rc}. Relațiile $u-i$, conform legii Ohm, pentru laturile rezistive se scriu sub forma:

$$U_{Ra} = R_a\, i_{Ra}, \tag{9a}$$

$$U_{Rc} = R_c\, i_{Rc}, \tag{9b}$$

în care: $R_a \in \mathbb{R}^{n_{Ra}} \times \mathbb{R}^{n_{Ra}}$ ($R_c \in \mathbb{R}^{n_{Rc}} \times \mathbb{R}^{n_{Rc}}$) este matricea diagonală a rezistențelor rezistoarelor ramuri (coarde). De fapt, matricele R_a, R_c sînt inversele matricelor G_a, G_c.

Introducînd relațiile (8) în ecuația (3a) și ținînd seama de ecuația (2b) rezultă:

$$(R_c + \beta_{RR}^T\, R_a\, \Lambda_{RR})\, i_{Rc} = - \beta_{RR}^T\, R_a\, \Lambda_{RR}\, i_J + \beta_{ER}^T\, U_E. \tag{10}$$

Sistemul algebric liniar de ecuații (10) reprezintă sistemul de ecuații al curenților rezistoarelor coarde. Astfel spus, ecuațiile (10) sînt ecuațiile circuitului în curenții rezistoarelor coarde.

5. Algoritmul de calcul corespunzător metodei curenților rezistoarelor coarde

1. Se rezolvă sistemul algebric liniar (9).

2. Cu relația (9b) se calculează vectorul tensiunilor rezistoarelor coarde, U_{Rc}.

3. Se determină, cu relația (2b), vectorul curenților rezistoarelor ramuri, i_{Ra}.

4. Cu relația (9a) se calculează vectorul tensiunilor rezistoarelor ramuri.

5. Se determină, conform relației (2a), vectorul curenților SIIT, i_E.

6. Se calculează, cu relația (3b), vectorul tensiunilor SIIC, U_J.

7. Se determină, cu procedeul expus în paragraful 3, curenții surselor ideale de tensiune comandate și tensiunile surselor ideale de curent comandate.

8. Se verifică, la fiecare moment de timp cu metodica prezentată în paragraful 3, bilanțul puterilor.

6. Descrierea programelor de calcul

În conformitate cu cei doi algoritmi prezentați în paragrafele 3, respectiv 5, s-au efectuat două programe de calcul pe calculatorul FELIX C-256 [11].

Cele două programe diferă între ele prin subrutina care formează ecuațiile (5), (10) (presupunînd cunoscute MIE Λ, β) și care, funcție de tensiunile rezistoarelor ramuri, respectiv curenții rezistoarelor coarde, calculează celelalte mărimi (tensiuni, curenți) ale circuitului.

Una din cele mai dificile și complicate probleme în analiza circuitelor electrice rezistive cu surse comandate pe calculator este aceea de scriere automată (direct de către calculator) a ecuațiilor circuitului (fie în tensiunile rezistoarelor ramuri, fie în curenții rezistoarelor coarde). Această problemă se simplifică dacă se pot determina direct pe calculator ANC și MIE Λ, β.!

Pentru determinarea ANC și a MIE Λ, β s-a utilizat metoda și programul expuse în [3].

În figura 1 este prezentată organigrama de principiu a celor două programe.

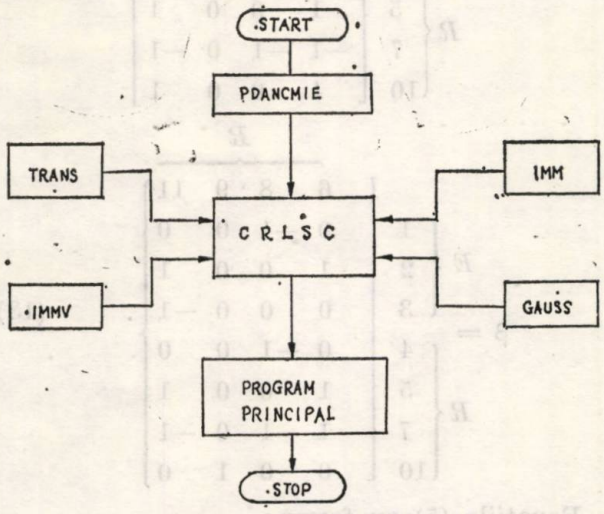


Fig. 1

Dimensiunile tablourilor utilizate în programe au fost luate în conformitate cu numărul maxim de laturi și cu numărul maxim de noduri pe care le are circuitul analizat. În cazul prezentelor programe, 40 laturi, respectiv 20 noduri.

Dacă circuitul studiat depășește acest număr de noduri sau de laturi se modifică corespunzător dimensiunile tuturor tablourilor. Dacă prin aceasta se depășește memoria calculatorului se poate efectua segmentarea programelor [12].

PDANCMIE (Program de Determinare a ANC și a MIE) determină arborele normal comun corespunzător celor două grafe G^I și G^U și matricele incidentelor esențiale Λ, β.

Descrierea detaliată a acestui program se găsește în [3].

Datele sînt introduse pe calculator într-o ordine arbitrară. PDANCMIE are o subrutină de ordonare a datelor în ordinea: E, R, J, nulatoare și noratoare. Prima linie a matricelor Λ, β este formată din numerele de ordine ale laturilor din coarborare, iar prima coloană conține numerele de ordine ale laturilor din arbore.

Subrutina CRLSC (Circuit Rezistiv Liniar cu Surse Comandate) formează mai întîi ecuația (5), (10) și apoi, conform algoritmului prezentat în paragraful 3 (5), analizează circuitul electric dat. Ea utilizează subrutinele GAUSS, IMM, IMMV și TRANS.

Subrutina GAUSS rezolvă, pe baza algoritmului Gauss [12, 13], sistemul liniar (5), respectiv (10).

Subrutina IMM înmulțește două matrice între ele.

Subrutina IMMV înmulțește o matrice cu un vector.

Subrutina TRANS transpune o matrice.

Programele de analiză a circuitelor electrice liniare rezistive cu surse comandate (PACELRSC) prezentate, permit analiza circuitelor electrice liniare rezistive cu nulori. Cei doi algoritmi, expuși în paragraful 3, respectiv 5, rămîn aceeași pînă la punctul 6 inclusiv. Punctele 7 și 8 se modifică, după cum urmează:

7. Se determină curenții și tensiunile noratoarelor.

Pentru determinarea curenților prin noratoare se aplică (în circuitul inițial) teorema întîi Kirchhoff pe un set independent de suprafețe de secțiune care intersectează aceste noratoare.

Pentru calculul tensiunilor de la bornele noratoarelor se aplică (în circuitul inițial) a doua teoremă Kirchhoff pe un set independent de bucle care conțin aceste noratoare.

8. Se verifică la fiecare moment de timp bilanțul puterilor. Puterea primită de circuit de la sursele independente și de la noratoare (s-a presupus că noratoarele dau putere circuitului) este:

$$P_g = - U_E\, i_E - U_J\, i_J - U_{\text{nor}}\, i_{\text{nor}}, \qquad (11)$$

în care: U_{nor}, i_{nor} sînt vectorii tensiune, curent ai noratoarelor.

Puterea consumată de rezistoarele circuitului este:

$$P_R = U_{Ra}\, i_{Ra} + U_{Rc}\, i_{Rc}, \qquad (12)$$

unde:

U_{Ra}, i_{Ra} (U_{Rc}, i_{Rc}) sînt vectorii tensiune, curent ai tuturor rezistoarelor arbore (coarbore) din circuit.

În tabelul 1 se prezintă timpul efectiv de execuție pentru cîteva exemple de circuite.

Desigur că timpul de execuție depinde de numărul de laturi și de numărul de noduri ale circuitului examinat, însă el depinde și de structura circuitului.

Dintre cele două metode este de preferat cea care conduce la un număr mai mic de variabile independente.

Tabelul 1

Nr. laturi	Nr. noduri	Timp execuție [s]	
		Metoda tens. rez. ramuri	Metoda curent. rezis. coarde
6	3	30	31
13	7	36	32
15	6	36	37
20	10	42	41

7. Aplicație

În figura 2 a, s-a reprezentat schema echivalentă a unui amplificator cu emitor comun [8], indicîndu-se nodurile și sensul curenților, iar în figura 2 b — schema echivalentă cu elemente

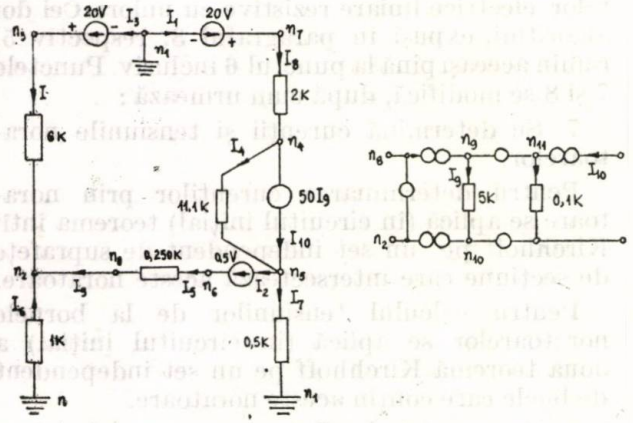


Fig. 2

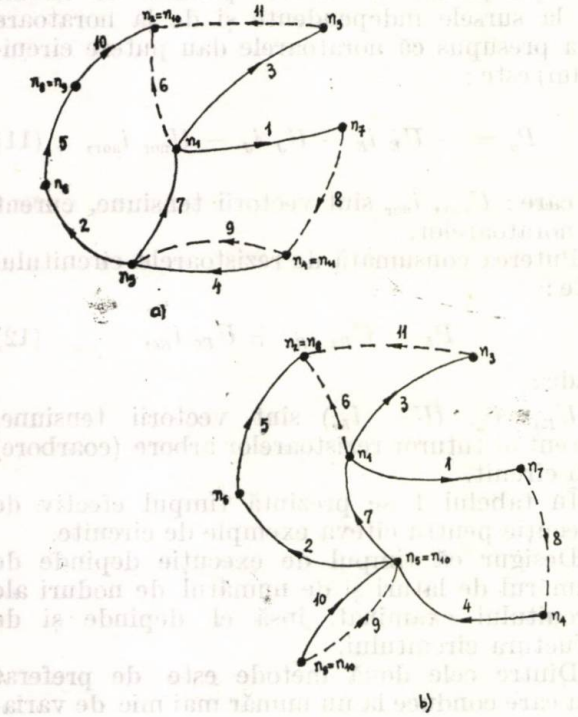


Fig. 3

dipolare a sursei ideale de curent comandată în curent [1, 2].

Ținînd seama de comportarea nulatoarelor și noratoarelor din punct de vedere al curentului și a tensiunii, în figura 3a (3b) s-a reprezentat graful de curent (de tensiune) $G^I(G^U)$. Laturile ANC sînt desenate în figurile 3 a, b prin linii continue, iar laturile coarborelui asociat, prin linii întrerupte.

MIE Λ, β au expresiile

$$\Lambda = \begin{array}{c} \\ E\left\{\begin{array}{c}1\\2\\3\end{array}\right. \\ R\left\{\begin{array}{c}4\\5\\7\\10\end{array}\right. \end{array} \overbrace{\begin{bmatrix} 6 & 8 & 9 & 11 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}^{R},$$

$$\beta = \begin{array}{c} \\ E\left\{\begin{array}{c}1\\2\\3\end{array}\right. \\ R\left\{\begin{array}{c}4\\5\\7\\10\end{array}\right. \end{array} \overbrace{\begin{bmatrix} 6 & 8 & 9 & 11 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}^{R}. \qquad (13)$$

Ecuațiile (5) au forma:

$$\begin{bmatrix} G_4+G_8 & 0 & G_8 & G_9 \\ 0 & G_5+G_6+G_{11} & -G_6-G_{11} & 0 \\ G_8 & -G_6-G_{11} & G_6+G_7+G_8+G_{11} & 0 \\ 0 & G_6+G_{11} & -G_6-G_{11} & G_{10} \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} U_4 \\ U_5 \\ U_7 \\ U_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_8\,E_1 \\ +(G_6+G_{11})E_2 - G_{11}\,E_3 \\ +G_8\,E_1 - (G_6+G_{11})E_2 + G_{11}E_3 \\ +(G_6+G_{11})E_2 - G_{11}\,E_3 \end{bmatrix}. \qquad (14)$$

Ecuațiile circuitului în curenții rezistoarelor ramuri sînt:

$$\begin{bmatrix} R_5+R_6+R_7 & R_7 & 0 & R_5+R_7 \\ R_7 & R_4+R_6+R_8-R_4 & R_7 & \\ R_{10} & 0 & R_9 & R_{10} \\ R_5+R_7 & R_7 & 0 & R_5+R_7+R_{11} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} I_6 \\ I_8 \\ I_9 \\ I_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -E_2 \\ E_1 \\ 0 \\ -E_2+E_3 \end{bmatrix}. \qquad (15)$$

În urma rulării programelor descrise la paragraful 6 s-au obţinut rezultatele :

$U_4 = \cdot 8060864\,\text{E}+01\,\text{V}$; $U_5 = \cdot 2846003\,\text{E-01}\,\text{V}$; $U_7 = \cdot 2355301\,\text{E}+01\,\text{V}$; $U_{10} = \cdot 4065713\,\text{E}+00\,\text{V}$;

$I_6 = -\cdot 2926841\,\text{E}+01\text{m}$; $AI_8 = \cdot 4791918\text{E}+01\,\text{mA}$;

$I_9 = \cdot 4065713\,\text{E}+01\text{mA}$; $I_{11} = \cdot 2845525\,E+01\,\text{mA}$;

$P_g = P_R = \cdot 1200244\,\text{E}+03\,\text{mW}$.

8. Concluzii

Algoritmii şi programele prezentate în lucrare sînt simple şi cu un grad mare de generalitate.

Atît sistemul (5) cît şi sistemul (10) sînt, în general, bine condiţionate, ceea ce conduce la erori de calcul minime.

Datele se introduc simplu prin specificarea, pentru fiecare element dipolar ideal al circuitului, a nodului de unde pleacă, a nodului unde ajunge, a tipului şi a valorii parametrului corespunzător.

Circuitul analizat poate să conţină orice tip de sursă comandată diport, giratoare, convertoare de tensiune sau de curent şi în general orice element multiport în circuit care are o schemă echivalentă formată din nulori şi rezistoare.

Programele de calcul expuse pot fi utilizate în analiza circuitelor electrice în regim tranzistoriu la determinarea, la fiecare etapă de calcul, a tensiunilor şi curenţilor rezistoarelor [2, 3].

Subrutina de rezolvare a sistemului de ecuaţii (5), (10) poate fi înlocuită cu cea pe care utilizatorul o consideră cea mai adecvată problemei studiate.

Algoritmii şi programele prezentate permit plecînd de la definiţie calculul oricărei mărimi de transfer a circuitului.

Prezenţa în structura circuitului analizat a buclelor formate numai din SIIT sau a suprafeţelor de secţiune intersectate numai de SIIC este sesizată de program şi programul în acest caz se opreşte indicînd mesajul de eroare corespunzător.

Bibliografie

[1] *Preda, M., Cristea, P.* Analiza circuitelor electrice active. Metode topologice. Grafe de fluenţă. Lit. I.P.B., 1975.

[2] *Iordache, M.* Formularea şi scrierea ecuaţiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare şi elemente în exces, utilizînd elemente dipolare. În: E.E.A. Electrotehnica **25**, nr. 1, ianuarie 1977, p. 33—41.

[3] *Iordache, M., Tecuci, Gh.* A method to determine the common normal tree (CNT) and the essential incidence matrices for an electric network with controlled sources. În: Rev. Roum. Sci. Techn., Électrotech. et Énerge, no. 3, 1977, p. 345—355.

[4] *Iordache, M.* A method of analysis of *d c* nonlinear networks with controlled sources. În: Rev. Roum. Sci. Tech., Électrotech. et Énerg., în curs de apariţie.

[5] *Chuo, O., Leon.* Introduction to nonlinear network theory. Mc Graw-Hill book Company, New York, 1969.

[6] *Jensen, W. R., McNamee, P.L.* Handbook of circuit analysis languages and techniques, Prentince-Hall, Inc. Englewood Cliffs, No 50, 1976.

[7] *Calahan, A., Donald,* Computer — aided network design. Mc Graw-Hill book Company, New York, 1972.

[8] ECAP 1. Electronic Circuit Analysis Program User's Manual, 1970.

CZ 621.315.4

AMPLIFICATOR ELECTROMETRIC
FILTRE ACTIVE
BANDĂ LARGĂ

Amplificator electrometric de viteză mare pentru măsurarea curenţilor în domeniul 10^{-7}—10^{-12} A

SERGIU ROMANŢAN, OLIVER SUPP* — CLUJ—NAPOCA

Generalităţi

Electrometrele sînt amplificatoare speciale pentru detectarea şi măsurarea curenţilor foarte mici pînă la aproximativ 10^{-16}A. Detectoarele cu ionizare în flacără folosite frecvent în cromatografia de gaze, camerele de ionizare, fotomultiplicatoarele, multiplicatoarele de electroni sînt traductoare care debitează curenţi în domeniul $10^{-8} - 10^{-16}$A. În realizarea electrometrelor sînt posibile 2 configuraţii principale : configuraţia şunt [1, 2, 3] şi configuraţia cu reacţie de curent. Se va trata în continuare configuraţia cu reacţie de curent, care asigură o viteză de lucru mare în comparaţie cu configuraţia şunt.

2. Configuraţia cu reacţie de curent

Într-o primă fază se consideră amplificatorul operaţional ideal. În aceste condiţii :

$$V_{ieş} = -R_F \cdot I_S. \quad (1)$$

* Ing. *Romanţanu, S.* şi ing. *Supp, O.* lucrează la Inst. de tehnologie izotopică şi moleculară — Cluj-Napoca.

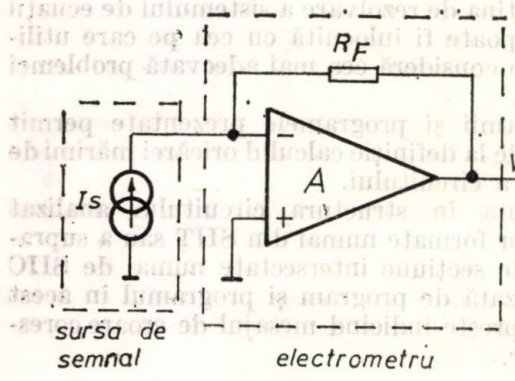


Fig. 1

Considerînd elementele reale, care intervin în realizarea unui astfel de montaj, se obține schema echivalentă din figura 2.

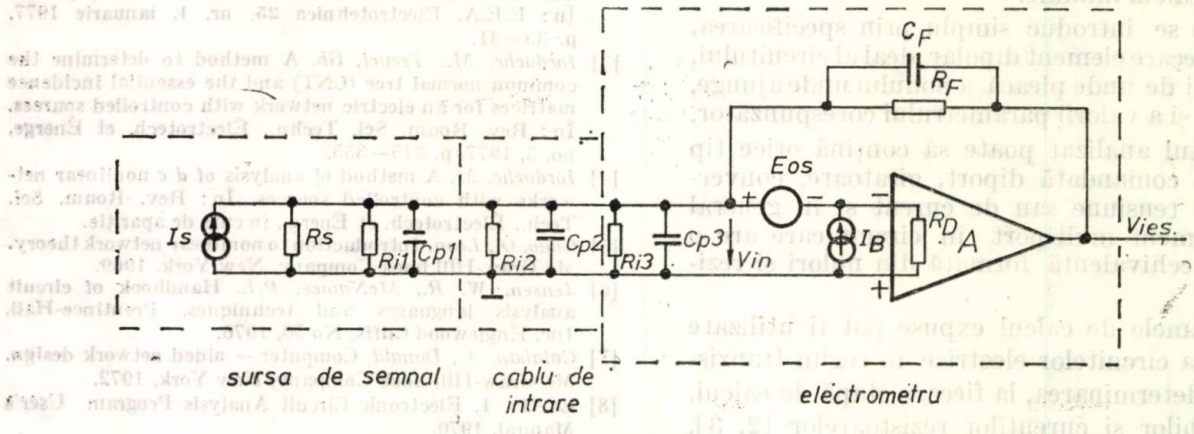


Fig. 2

Se notează :

I_S — generatorul de curent echivalent al sursei de semnal ;

R_S — rezistența internă echivalentă a sursei de semnal ;

R_{i1}, R_{i2}, R_{i3} — rezistența de izolație a sursei de semnal, cablului de intrare și intrării în electrometru ;

C_{p1}, C_{p2}, C_{p3} — capacitatea parazită a sursei de semnal, cablului de intrare, intrării electrometrului ;

R_D — rezistența de intrare diferențială în amplificatorul operațional ;

E_{OS}, I_B — tensiunea de decalaj inițială, respectiv curentul de polarizare pe intrarea inversoare a amplificatorului operațional ;

C_F — capacitatea parazită asociată rezistorului de măsură R_F ;

R_{IN} — rezistența de intrare în electrometru.

Se reia schema din figura 2 prin însumarea efectelor elementelor parazite (fig. 3).

Unde :

$$\frac{1}{R_P} = \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \frac{1}{R_{i3}} + \frac{1}{R_S}, \qquad C_P = C_{p1} + C_{p2} + C_{p3}. \tag{2}$$

2.1. *Calculul regimului de curent continuu*

Făcînd calculele [4] se obține :

$$V_{ieș} = -R_F\left(\underbrace{I_S}_{\text{semnal}} + \underbrace{E_{OS}\frac{R_F+R_P}{R_F\cdot R_P} + I_B}_{\text{termen de eroare} = I_e}\right). \tag{3}$$

Termenul de eroare din (3) depinzînd de temperatura ambiantă afectează precizia măsurării. Pentru o temperatură dată T_0 acest termen se poate anula prin introducerea unor reglaje de compensare a lui E_{OS} și I_B. Considerînd un interval ΔT de variație a temperaturii ambiante se obține deriva termenului de eroare :

$$\Delta I_e = \left(\frac{\Delta E_{OS}}{\Delta T}\cdot\frac{R_F + R_P}{R_F\cdot R_P} + \frac{\Delta I_B}{\Delta T}\right)\cdot\Delta T, \tag{4}$$

unde $\frac{\Delta E_{OS}}{\Delta T}$ și $\frac{\Delta I_B}{\Delta T}$ este deriva tensiunii de

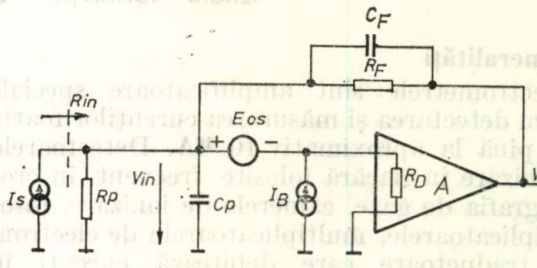


Fig. 3

decalaj, respectiv a curentului de polarizare cu temperatura. Astfel, pentru intervalul de temperatură ambiantă ΔT, ΔI_e introduce o

eroare de măsură a cărei valoare relativă raportată la curentul minim de măsurat:

$$I_{S\min} \text{ este } \frac{\Delta I_e}{I_{S\min}}. \tag{5}$$

În funcţie de eroarea admisă se alege tipul de amplificator operaţional.

Rezistenţa de intrare în electrometru este: $R_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_S}$.

Făcînd calculele se obţine [3]:

$$R_{IN} = \frac{R_F \cdot R_P}{R_F + R_P}\left(\frac{1}{1 + A \cdot \beta}\right), \tag{6}$$

unde: $$\beta = 1 + \frac{R_F(R_P + R_D)}{R_P \cdot R_D}. \tag{7}$$

În general, sînt îndeplinite condiţiile:

$$R_F \ll R_D \ll R_P. \tag{8}$$

În aceste condiţii:

$$\beta \simeq 1 \quad \text{şi} \quad R_{IN} \simeq \frac{R_F}{1 + A}. \tag{9}$$

Deoarece în mod uzual A are valori de ordinul a $10^4 - 10^6$ rezultă o rezistenţă mică de intrare.

2.2. Calculul benzii de trecere

Luînd în consideraţie schema echivalentă din figura 3 se presupune, pentru simplificarea calculelor, A real în banda considerată, $R_P \to \infty$, $R_D \to \infty$. Se obţine schema echivalentă din figura 4.

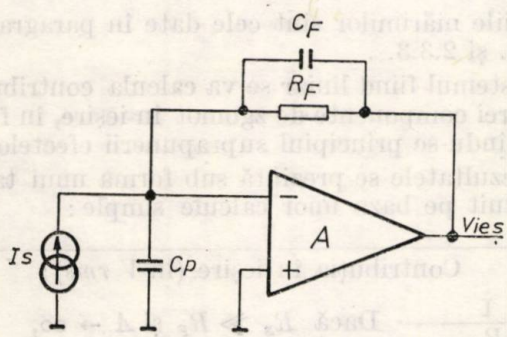


Fig. 4

Aplicînd transformanta Laplace se obţine:

$$I_{s(p)} = -V_{ieş}(p) \cdot \frac{pC_P}{A} + \frac{1 + pC_F R_F}{AR_F} + \frac{1 + pC_F R_F}{R_F}. \tag{10}$$

Se deduce funcţia de transfer a sistemului:

$$\frac{V_{ieş}(p)}{I_S(p)} = -\frac{AR_F}{1 + A} \cdot \frac{1}{1 + pR_F\left(C_F + \frac{C_P}{1 + A}\right)}. \tag{11}$$

Constanta de timp τ a sistemului este:

$$\tau = R_F\left(C_F + \frac{C_P}{1 + A}\right). \tag{12}$$

Se observă că în formula (12) C_P apare divizată cu $1+A$, ceea ce înseamnă că, practic, va conta doar C_F.

Obţinerea unei constante de timp mai mici decît cea dată de (12) poate fi realizată printr-o tehnică de compensare a efectului capacităţii

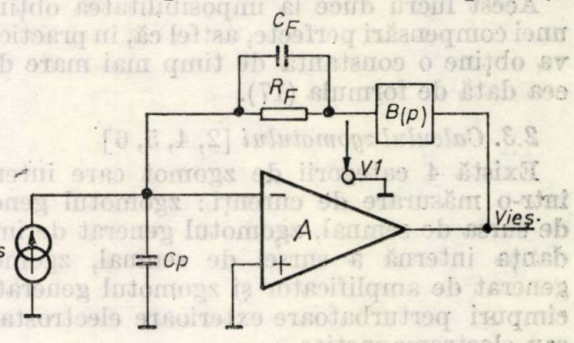


Fig. 5

C_F. Se presupune că în bucla de reacţie (vezi fig. 5) se intercalează o reţea corectoare a cărei funcţie de transfer este $B(p)$:

$$B(p) = \frac{V_1(p)}{V_{ieş}(p)}. \tag{13}$$

Făcînd calculele se deduce funcţia de transfer:

$$\frac{V_{ieş}(p)}{I_S(p)} = \frac{-AR_F}{1 + B(p) \cdot A} \times \times \frac{1}{1 + pR_F\left(C_F + \frac{C_P}{1 + B(p) \cdot A}\right)}. \tag{14}$$

Dacă se consideră reţeaua corectoare de forma din figura 6.

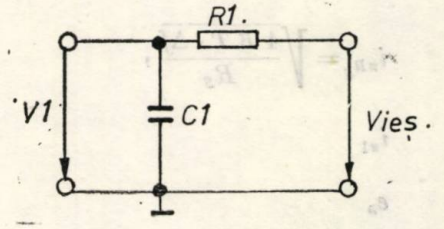


Fig. 6

Rezultă:

$$B(p) = \frac{1}{1 + pC_1R_1}. \quad (15)$$

Înlocuind (15) în (14) și alegînd $R_1C_1 = R_FC_F$ rezultă:

$$\frac{V_{ies}(p)}{I_s(p)} = -\frac{AR_F}{1+A} \cdot \frac{1}{1 + pR_F\dfrac{C_F + C_P}{1+A}}. \quad (16)$$

În acest caz:

$$\tau = R_F\frac{C_F + C_P}{1+A}. \quad (17)$$

Comparînd (17) cu (12) rezultă efectul rețelei corectoare introduse.

În analiza benzii de trecere de mai sus s-a neglijat faptul că rezistorul de măsură R_F prezintă o capacitate parazită distribuită față de masa montajului.

Acest lucru duce la imposibilitatea obținerii unei compensări perfecte, astfel că, în practică se va obține o constantă de timp mai mare decît cea dată de formula (17).

2.3. Calculul zgomotului [2, 4, 5, 6]

Există 4 categorii de zgomot care intervin într-o măsurare de curenți: zgomotul generat de sursa de semnal, zgomotul generat de impedanța internă a sursei de semnal, zgomotul generat de amplificator și zgomotul generat de cîmpuri perturbatoare exterioare electrostatice sau electromagnetice.

2.3.1. Zgomotul generat de sursa de semnal. Valoarea sa depinde de natura sursei de semnal. Contribuția sa în ieșire poate fi micșorată prin prevederea unui filtru între sursa de semnal și amplificator, lucru care duce la micșorarea benzii de trecere a sistemului.

2.3.2. Zgomotul generat de impedanța internă a sursei de semnal. Făcînd presupunerea că impedanța internă este R_S valoarea zgomotului este dată de:

$$e_nR_S = \sqrt{4\,KT\cdot\Delta f\cdot R_S}\ (\text{în } V\ rms), \quad (18)$$

iar curentul de zgomot generat este:

$$i_nR_S = \frac{e_nR_S}{R_S} = \sqrt{\frac{4\,KT\cdot\Delta f}{R_S}}\ (\text{în } A\ rms), \quad (19)$$

unde: K este constanta lui Boltzmann;

T — temperatura (în °K);

Δf — banda (în Hz) în care este făcută măsurătoarea.

Deoarece toate sursele reale de semnal prezintă o rezistență internă, ele vor produce zgomot. Din formulele (18) și (19) se poate deduce limita teoretică a rezoluției măsurătorii.

2.3.3. *Zgomotul generat de amplificator.* Pentru un amplificator operațional cu intrare diferențială zgomotul generat poate fi caracterizat printr-un generator de tensiune de zgomot e_n în serie cu una din intrări și prin două generatoare de curent de zgomot i_{n1}, i_{n2} în paralel cu intrările. Valorile e_n, i_{n1}, i_{n2}, constituie date de catalog pentru un anumit tip de amplificator operațional și depind de banda de frecvență considerată.

2.3.4. Zgomotul generat de cîmpuri perturbatoare exterioare electrostatice sau electromagnetice. Măsurile care se iau pentru a micșora efectul perturbațiilor exterioare sînt descrise detaliat în [6], unele din cele mai importante fiind ecranarea sursei de semnal și a electrometrului.

2.3.5. *Calculul zgomotului configurației cu reacție de curent.* Luînd în considerație cele expuse mai sus, schema echivalentă pentru calculul zgomotului este dată în figura 7. Semnificațiile mărimilor sînt cele date în paragrafele 2.3.2. și 2.3.3. .

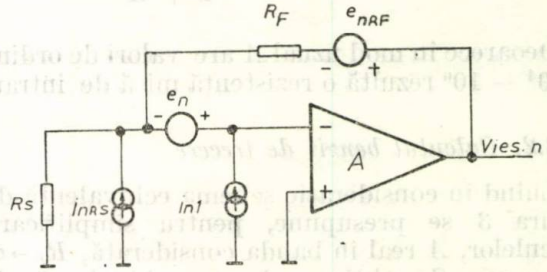


Fig. 7

Sistemul fiind liniar se va calcula contribuția fiecărei componente de zgomot în ieșire, în final aplicîndu-se principiul suprapunerii efectelor.

Rezultatele se prezintă sub forma unui tabel alcătuit pe baza unor calcule simple:

Componenta de zgomot	Contribuția în ieșire (în V rms):
$e_{nR_F} = \sqrt{4\,KT\cdot\Delta f\cdot R_F}$,	$e_{nR_F}\dfrac{1}{\dfrac{R_F}{R_S}+1}$ Dacă $R_S \gg R_F$ și $A \to \infty$, $1 + \dfrac{R_S}{A}$, rezultă e_{nRF},
$i_{nR_S} = \sqrt{\dfrac{4\,KT\cdot\Delta f}{R_S}}$,	$i_{nR_S}\cdot R_F$,
i_{n1}	$i_{n1}\cdot R_F$,
e_n	$e_n\cdot R_F\dfrac{R_F+R_S}{R_F\cdot R_S}$. Dacă $R_S \gg R_F$, rezultă e_n.

(20)

Tensiunea de zgomot rezultată $V_{ieşn}$ va fi egală cu rădăcina pătrată din suma pătratelor fiecărei contribuţii individuale. Astfel, considerînd îndeplinite condiţiile (20) rezultă :

$$V_{ieş\,n}=\sqrt{e_{nR_F}^2+i_{nR_S}^2\cdot R_F^2+i_{n1}^2\cdot R_F^2+e_n^2}\,,\ (\text{V rms}). \tag{21}$$

Pentru exprimarea lui $V_{ieş\,n}$ în V_{vv} se acceptă un factor de conversie de la V_{rms} la V_{vv} de 6,6 ceea ce corespunde unei probabilităţi mai mici de 0,1% ca vîrfurile zgomotului să depăşească valoarea calculată.

Din relaţia (21) se observă că e_n — tensiunea de zgomot asociată amplificatorului, dă o contribuţie importantă. Se arată în [2] că această contribuţie nu are caracteristicile unui zgomot „alb" ci a unui zgomot „colorat" (creşte odată cu creşterea frecvenţei).

Pentru a obţine performanţe optime din punct de vedere a zgomotului, într-o bandă largă, este necesar un filtru după amplificator cu o cădere de — 40 dB/decadă (—12 dB/octavă). Un filtru de ordinul I cu o cădere de —20 dB/decadă (—6 dB/octavă) nu oferă performanţe optime în acest caz.

3. Realizare practică

Se va prezenta realizarea unui ansamblu de 2 electrometre de viteză mare pentru măsurarea curenţilor furnizaţi de un spectrometru de masă cuadrupolar destinat cercetării compoziţiei izotopice a constituienţilor majori din atmosfera superioară a pămîntului. Spectrometrul s-a montat pe o rachetă de tip Vertical 7, experimentul făcînd parte din programul INTERCOSMOS de cercetare a spaţiului cosmic.

3.1. Prin tema de proiectare s-au fixat următorii parametri :

3.1.1. Electrometru de colector

Domeniul de curenţi măsuraţi : 2.10^{-11}— -2.10^{-7} A (curent electronic).

Zgomot : mai mic ca 2.10^{-12} A_{vv} pe ieşirea cea mai sensibilă. Banda la 3 dB : 100 Hz.

Precizia măsurării : mai bună ca 2% în toată gama.

Domeniul tensiunilor din ieşire : 50 mV — — 6 V. Se va prevedea o limitare a tensiunii din ieşire la + 6 V (Cerinţe impuse de sistemul de telemetrie al datelor).

3.1.2. Electrometru de grilă

Domeniul de curenţi măsuraţi: 10^{-12} A—10^{-9}A (curent ionic).

Zgomot : mai mic ca 10^{-13} A_{vv} pe ieşirea cea mai sensibilă.

Banda la 3 dB : 100 Hz.

Precizia măsurării : mai bună ca 2 % în toată gama.

Domeniul tensiunilor din ieşire : 50 mV — — 6 V. Se va prevedea o limitare a tensiunii din ieşire la + 6 V (cerinţe impuse de sistemul de telemetrie a datelor).

3.2. Schema bloc este cea din figura 8, iar schemele electrice detaliate sînt cele din figurile 9 şi 10.

3.2.1. Electrometru de colector (fig. 8 a şi fig. 9)

Deoarece $\frac{I_{C\,max}}{C_{min}}=\frac{2\cdot10^{-7}}{2\cdot10^{-11}}=10^4$, iar $\frac{V_{ieş\,max}}{V_{ieş\,min}}=$

$=\frac{6\text{ V}}{50\text{ mV}}=1{,}2\cdot10^2$, rezultă necesitatea folosirii a două etaje de ieşire, a_{II} şi a_{III} ; a_I fiind un amplificator pentru care $\frac{V_{ieş1\,max}}{V_{ieş1\,min}}=\frac{200\text{ V}}{20\text{ mV}}=10^4$, corespunzător lui $\frac{I_{C\,max}}{I_{C\,min}}=10^4$.

Amplificatorul de intrare a_I (vezi fig. 9) este constituit din : amplificatorul operaţional CI_1, etajul amplificator cu tranzistorul T_3 şi etajul repetor cu tranzistorul T_4. El permite o excursie de tensiune în ieşire din 0 pînă la + 200 V. Nu este necesară o excursie în domeniul tensiunilor negative, deoarece în aplicaţia de faţă curentul I_C are un singur sens.

Amplificarea în buclă deschisă $A_{OL\,I}$ a amplificatorului a_I este $A_{OL\,I}=A_{OL\,I}\cdot A_2\cdot A_3$ (22); unde $A_{OL\,I}$ este amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului operaţional ; C_{I1}, A_2 şi A_3 — amplificările etajelor echipate cu T_3, respectiv T_4.

Astfel, $A_{OL\,I\,min}=4.10^4\cdot14{,}8\cdot1=59{,}2\cdot10^4$.

Excursia de tensiune maximă ε_{max} în intrarea amplificatorului a_I este : $\varepsilon_{max}=\frac{V_{ieş\,1\,max}}{A_{OL\,I\,min}}=$

$=\frac{200\text{ V}}{59{,}2.10^4}=0{,}34\text{ mV}$.

Protecţia în intrare a circuitului CI_1 este asigurată cu 2 diode formate din joncţiunea $B-C$ a tranzistorului BF 214. S-a măsurat rezistenţa directă şi inversă la 25 °C a joncţiunii la aplicarea unei tensiuni de 0,34 mV, care este tensiunea maximă ce poate să apară la intrarea amplificatorului şi s-a găsit $R_d=0{,}5.10^{11}\,\Omega$, respectiv $R_i=0{,}1.10^{11}\,\Omega$.

Deci, cele 2 diode introduc o rezistenţă de pierderi $R_P=R_i\,||\,R_d=0{,}83.10^{10}\ \Omega$.

Se poate demonstra că rezistenţa R_P este echivalentă cu o rezistenţă $R=A_{OLI}\cdot R_P$ legată în paralel pe rezistorul de măsură $R_{27}=10^9\,\Omega$. Deci, $R=59{,}2\cdot10^4\cdot0{,}83\cdot10^{10}=44\cdot10^{14}\,\Omega$. Rezultă că $R\gg R_{27}$ se poate neglija.

Amplificatoarele a_{II} şi a_{III} din figura 8 a sînt filtre active neinversoare trece-jos. Funcţiile lor de transfer în tensiune sînt de tip Butterworth de ordinul II, cu o pereche de poli complex

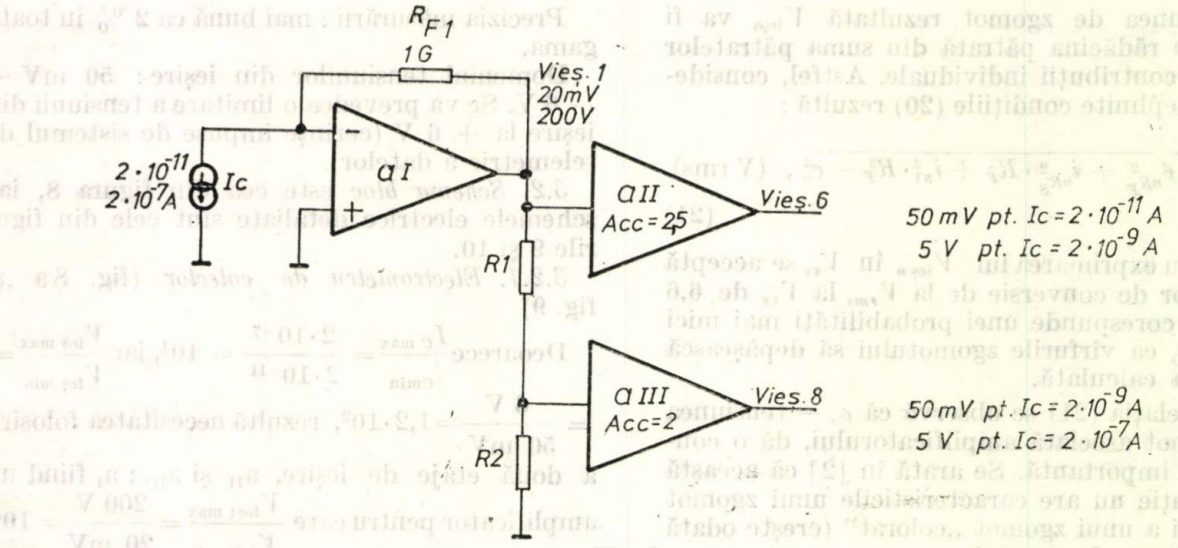


Fig. 8 a

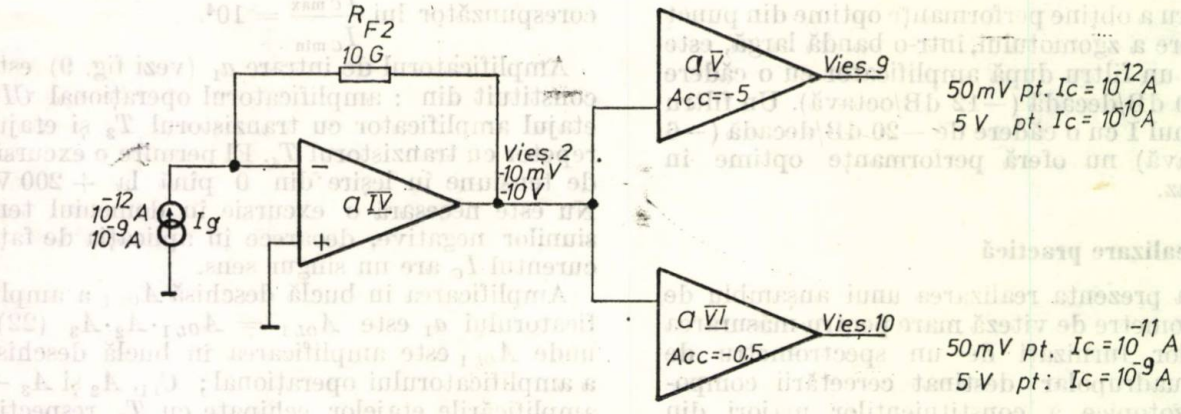


Fig. 8 b

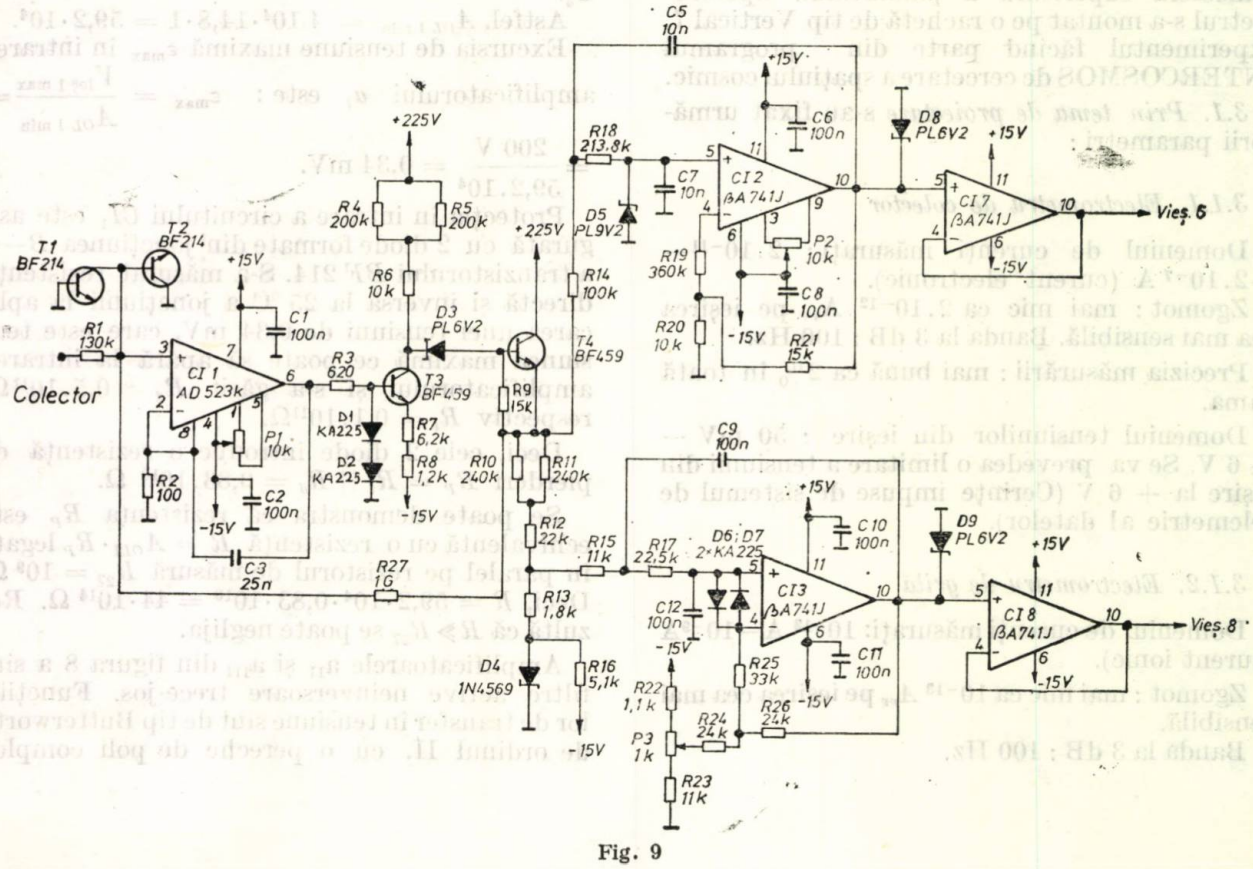


Fig. 9

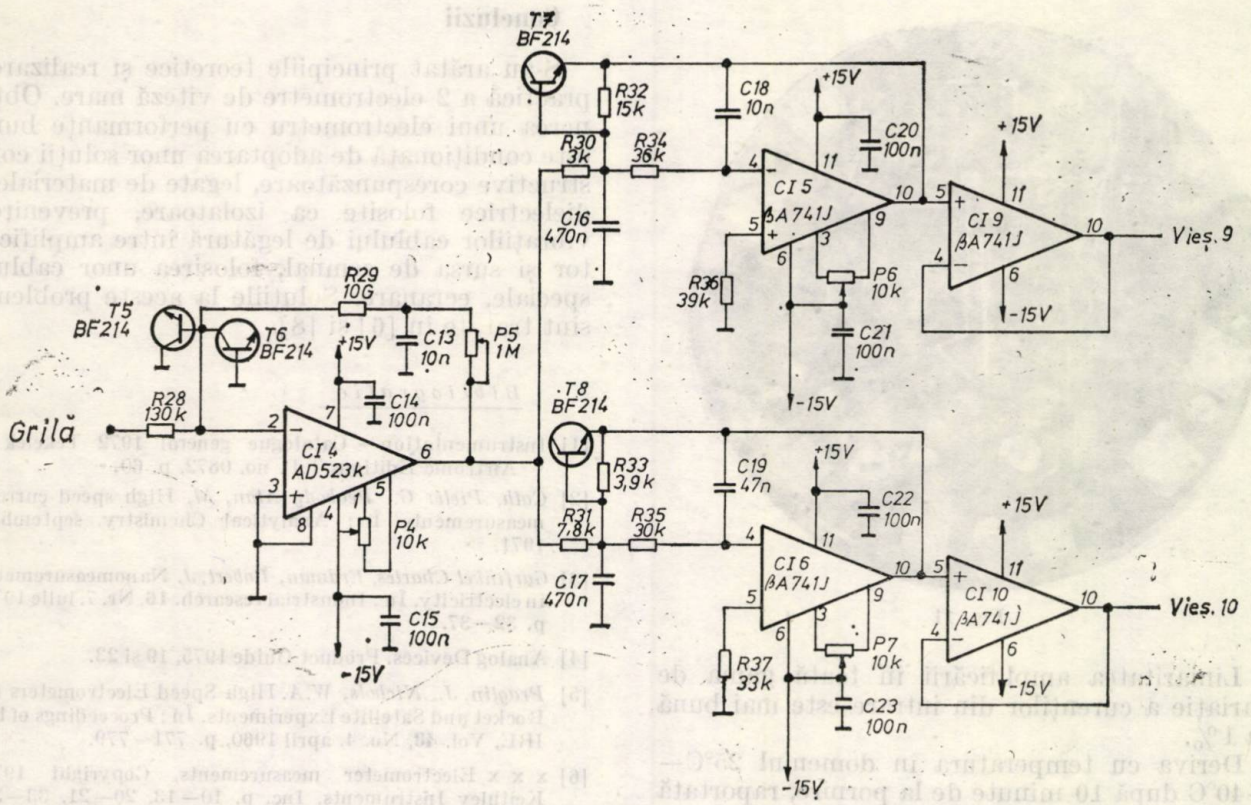


Fig. 10

conjugați care asigură o cădere a caracteristicii amplitudine-frecvență de —40 dB/ decadă după frecvența de frîngere $f\alpha$. Introducerea lor în circuit s-a făcut din motivele expuse la paragraful 2.3.5. Calculul lor s-a făcut conform celor expuse în [7]. Conform temei de proiectare s-a ales $f\alpha = 100$ Hz și $\alpha = \sqrt{2}$, ceea ce asigură un maximum de liniaritate a caracteristicii în bandă. Filtrele sînt realizate (vezi fig. 9) cu ajutorul amplificatoarelor operaționale CI_2 și CI_3. Diodele D_8 și D_9 limitează tensiunea în ieșirea filtrelor la 6,2 V. Circuitele cu Cl_7 și CI_8 sînt repetoare de cuplare cu sistemul de telemetrie a datelor.

3.2.2. Electrometru de grilă (fig. 8 b și 10)

Deoarece $\frac{I_{G\,max}}{I_{G\,min}} = 10^3$, iar $\frac{V_{ieș\,max}}{V_{ieș\,min}} = \frac{6\text{ V}}{50\text{ mV}} = 1{,}2.10^2$, rezultă necesitatea folosirii a două etaje de ieșire a_V și a_{VI}.

Amplificatorul de intrare a_{IV} este realizat cu amplificatorul operațional CI_4. S-a prevăzut o protecție a intrării similară cu cea de la electrometrul de colector. S-a introdus un circuit format din P_5, C_{13} de compensare a capacității parazite a rezistorului de măsură R_{29}, conform celor expuse la paragraful *2.2. Amplificatoarele* a_V și a_{VI} sînt filtre active inversoare de tip trecejos, avînd aceleași caracteristici ca și filtrele a_{II} și a_{III} de la electrometrul de colector. Calculul lor s-a făcut conform celor expuse în [7]. Filtrele sînt realizate cu ajutorul amplificatoarelor operaționale CI_5 și CI_6. Pentru limitarea tensiunii de ieșire la 6,2 V s-au folosit diodele T_7 și T_8, formate din joncțiunea *B-E* a tranzistorului *BF 214* polarizată invers, care oferă caracteristici bune de limitare : rezistență dinamică foarte mică și intrare în limitare la curenți de ordinul 2 μA. Circuitele cu CI_9 și CI_{10} sînt repetoare de cuplare cu sistemul de telemetrie a datelor.

3.3. Performanțe măsurate

3.3.1. Electrometru de colector

Zgomot : Cu un osciloscop cu banda de 10 kHz s-a măsurat la ieșirea cea mai sensibilă $V_{ieș\,6\,zg} = 2\text{ mV}_{vv}$, ceea ce corespunde la un curent echivalent de zgomot în intrare $I_{czg} = 0{,}8 \cdot 10^{-12}$ A_{vv}.

Liniaritatea amplificării în toată gama de variație a curenților de intrare este mai bună ca 2 %.

Deriva cu temperatura în domeniul 25°C—40°C, după 10 min. de la pornire, raportată la intrare este mai mică de 2.10^{-12} A/°C. $B_{3\,dB}$ măsurată este 100 Hz. B_{3dB} a amplificatorului din intrare este de 3.3 kHz.

4.3.2. Electrometru de grilă

Zgomot : Cu un osciloscop cu banda de 10 kHz s-a măsurat la ieșirea cea mai sensibilă $V_{ieș\,9zg} = 2{,}5\text{ mV}_{vv}$ ceea ce corespunde la un curent echivalent de zgomot în intrare $I_{Gzg} = 0{,}5 . .10^{-13}\,A_{vv}$.

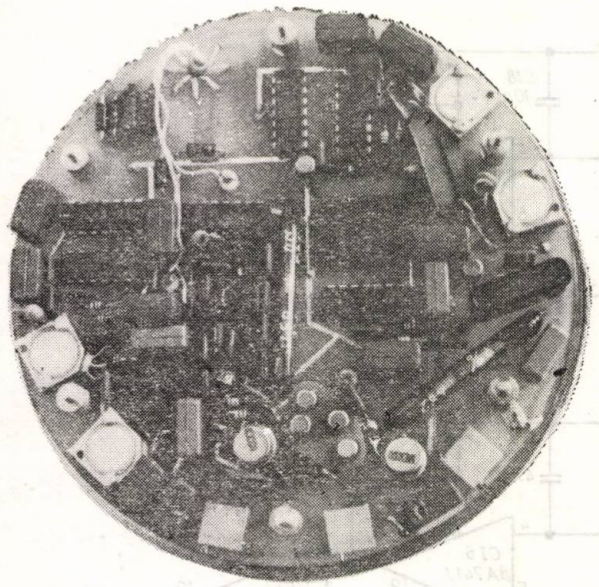


Fig. 11

Liniaritatea amplificării în toată gama de variaţie a curenţilor din intrare este mai bună ca 1%.

Deriva cu temperatura în domeniul 25°C—40°C după 10 minute de la pornire, raportată la intrare este mai mică decît 10^{-13} A/°C.

B_{3dB} măsurată este 100 Hz. B_{3dB} a amplificatorului din intrare este 1 kHz.

În figura 11 se prezintă o vedere a aparatului realizat. Greutatea totală : 350 g.

Concluzii

S-au arătat principiile teoretice şi realizarea practică a 2 electrometre de viteză mare. Obţinerea unui electrometru cu performanţe bune este condiţionată de adoptarea unor soluţii constructive corespunzătoare, legate de materialele dielectrice folosite ca izolatoare, prevenirea vibraţiilor cablului de legătură între amplificator şi sursa de semnal, folosirea unor cabluri speciale, ecranare. Soluţiile la aceste probleme sînt tratate în [6] şi [8].

Bibliografie

[1] Instrumentation — Catalogue general 1972 Tekelek — - Airtronic Editions T.P. no. 0872, p. 60.

[2] *Cath, Pieter G., Peabody Alan, M.* High speed current measurements. În : Analytical Chemistry, septembrie 1971.

[3] *Garfinkel Charles, Erdman, Robert, J.* Nanomeasurements in electricity. În : Industrial research. **16**, Nr. 7, iulie 1974, p. 32—37.

[4] Analog Devices. Product Guide 1975, 19 şi 23.

[5] *Praglin, J., Nichols, W.A.* High Speed Electrometers for Rocket and Satellite Experiments. În : Proceedings of the IRE, Vol. **48**, No. 4, april 1960, p. 771—779.

[6] x x x Electrometer measurements, Copyright 1972, Keithley Instruments, Inc. p. 10—13, 20—21, 33—34.

[7] *Graeme, J.G., Tobey, G.E., Huelsman, L.P.* Operational Amplifiers-Design and Applications, 1971, Mc. Graw-Hill Book Company, p. 288—290, 295—298.

[8] x x x Precision, Low-power FET-Input Electrometer Op Amp — AD 515 Analog Devices.

CZ 658.562 : 621.004.64

MOTOARE ELECTRICE
PARAMETRI
FIABILITATE

Fiabilitatea motoarelor electrice-o problemă de materiale electroizolante

GABRIELA ROGOBETE, NECULAI OLARU* — BUCUREŞTI

Pornind de la prelucrarea statistică a defecţiunilor înregistrate de motoarele electrice din cîteva serii reprezentative, atît în timpul execuţiei la încercările din standurile de probă intermediare şi finale, cît şi în exploatare, lucrarea arată că factorul hotărîtor în limitarea duratei de viaţă a motoarelor îl constituie izolaţia. Se atrage atenţia că nu este vorba numai de calitatea materialelor electroizolante şi a tehnologiei utilizate, ci şi de o serie de alţi factori deosebit de importanţi : proiectarea motoarelor în clase superioare de izolaţie şi gabarite reduse, dimensionarea la limita superioară a clasei de izolaţie respective din punct de vedere termic, impunerea unor factori excesivi de utilizare şi de umplere, neconsiderarea unor influenţe tehnologice şi a legii de distribuţie, sub aspectul calităţii parametrilor de funcţionare, a exemplarelor dintr-o mulţime de produse fabricate.

1. Statistica defecţiunilor motoarelor electrice

Au fost analizate statistic defecţiunile înregistrate de motoarele electrice din trei serii reprezentative fabricate la I.M.E.B. :

— motoare de inducţie pentru macarale — (ASM) ;

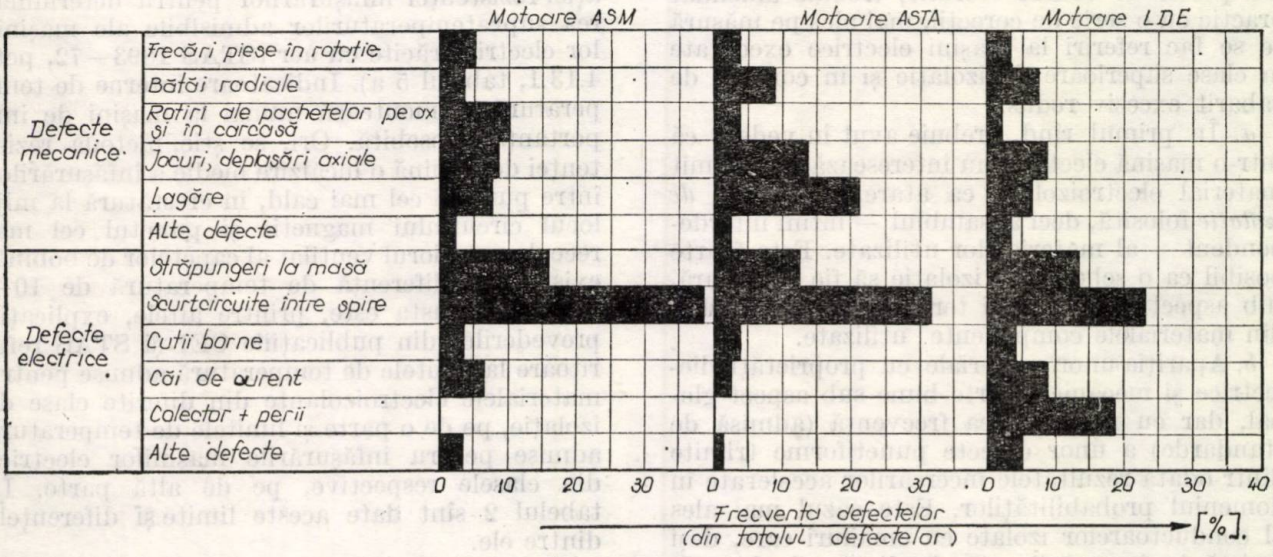
— motoare de ascensor — (ASTA) ;

* Ing. *Gabriela Rogobete* este cercetător ştiinţific la I.C.P.M. — Bucureşti şi asistent la disciplina materiale electrice, Fac. electrotehnică, Institutul politehnic Bucureşti, ing. *Olaru Neculai* este cercetător ştiinţific la I.C.P.M. — Bucureşti.

— motoare de curent continuu, destinate acţionărilor auxiliare de pe locomotivele diesel-electrice (motoare LDE). Statistica principalelor defecţiuni apărute la motoarele electrice din seriile de mai sus, atît la platformele de încercări din uzină, cît şi în exploatare este prezentată în tabelul 1.

Tabelul 1

Statistica defecţiunilor apărute la motoarele electrice



Este uşor de constatat că defecţiunile datorate izolaţiei electrice reprezintă între 48—63 % din totalul respingerilor la platformă sau scoaterilor din funcţiune în exploatare, ceea ce îndreptăţeşte afirmaţia că siguranţa în serviciu a motoarelor electrice este în primul rînd o problemă de materiale electroizolante.

Cel mai simplu ar fi, desigur, să se atribuie aceste defecţiuni calităţii intrinsece a materialelor electroizolante şi tehnologiei de fabricaţie utilizate. Aceasta nu ar fi însă totul. Se constată că o serie de materiale şi procese tehnologice aferente, care au fost testate şi omologate în condiţii de laborator, în conformitate cu normele şi standardele în vigoare, pe mostre sau motorete, se comportă în mod diferit la aplicarea lor uzinală pe diverse serii de maşini electrice aflate în fabricaţie. De aici a pornit necesitatea urmăririi şi cercetării unor factori de influenţă aleatorii de foarte largă diversitate, începînd cu proiectarea produselor, trecînd prin condiţii de funcţionare şi exploatare, pentru a pune în discuţie chiar modul de determinare a stabilităţii termice a unui material, în strînsă legătură cu durata de viaţă a acestuia.

2. Asupra duratei de viaţă a materialelor electroizolante

În momentul de faţă, cînd se vorbeşte despre durata de viaţă (îmbătrînire) a materialelor electroizolante, se face apel la legea lui W.M. Montsinger, de forma :

$$\tau = Be^{-mt}; \tag{1}$$

sau :

$$\ln \tau = a - mt; \tag{2}$$

în care : τ este durata de viaţă a materialului, iar B, m şi a —constante de material, cunoscute şi sub denumirea de „legea celor 8 grade de temperatură" (pusă sub forma : $\tau = 7{,}15 \cdot 10^4 \cdot e^{\theta \cdot 0{,}088\, t}$ legea lui Montsinger stabileşte că durata de viaţă a unei maşini electrice se înjumătăţeşte dacă maşina lucrează la o temperatură mai mare cu 8°C decît temperatura corespunzătoare stabilităţii termice a clasei de izolaţie folosite).

Dar Montsinger a făcut încercări în intervalul de temperatură $\theta = 90 - 110$°C (corespunzător clasei A de izolaţie), pe motorete şi subansamble utilizînd materiale şi scheme de izolaţie la care probabilitatea existenţei şi mai ales a suprapunerii unor defecte punctiforme era foarte redusă.

W. Büssing, dînd o interpretare chimică fenomenelor de îmbătrînire a izolaţiei, a stabilit că temperatura are doar un rol de accelerare a proceselor chimice care fac, în timp, materialul inutilizabil şi a dedus legea duratei de viaţă sub forma :

$$\ln \tau = A + \frac{b}{T}, \tag{3}$$

în care : A şi b sînt constante de material, depinzînd de eficacitatea reacţiilor chimice monomoleculare, iar T este temperatura absolută. Legea lui Büssing este considerată astăzi general

valabilă pentru materialele organice electroizolante (legea lui Montsinger poate fi dedusă ca un caz particular al acesteia). Prin urmare, dacă se execută trei încercări de durată a unui material (de obicei pe mostre de material sau pe motorete), la trei temperaturi diferite, superioare temperaturii limită, se poate trasa curba $\ln\tau = A + b/T$, din care, prin extrapolare, se poate obține durata de viață a materialului la o anumită temperatură de lucru.

Acest mod de a privi lucrurile, absolut just din punct de vedere teoretic, trebuie amendat practic cu o serie de corecții, mai ales pe măsură ce se fac referiri la mașini electrice executate în clase superioare de izolație și în condiții de gabarit excesiv redus.

a. În primul rînd, trebuie avut în vedere că într-o mașină electrică nu interesează un anumit material electroizolant ca atare, ci *schema de izolație* folosită, deci ansamblul — intim interdependent — al materialelor utilizate. Este foarte posibil ca o schemă de izolație să fie inferioară, sub aspectul stabilității termice, celui mai slab din materialele componente utilizate.

b. Apariția unor materiale cu proprietăți dielectrice și mecanice foarte bune sub aspect global, dar cu posibilitatea frecventă (admisă de standarde) a unor defecte punctiforme trimite dintr-odată rezultatele încercărilor accelerate în domeniul probabilităților. Este cazul mai ales al conductoarelor izolate cu emailuri care, deși rezistă la încercările standardizate și chiar la încercările intermediare pe mașini bobinate, sucombă în exploatare în condițiile unui regim termic și electrodinamic la limita normelor admise.

c. Büssing a considerat că efectul solicitărilor electrice și mecanice este neglijabil față de efectul temperaturii, iar încercările accelerate, executate pe motorete, corespund acestui concept. În realitate, în condițiile exploatării motoarelor, mai ales în serviciu intermitent periodic (S3, S4 și S5, conform STAS 1893—72), pe de o parte, apar șocuri termice superioare temperaturii medii determinate la încercări, iar pe de altă parte, în condițiile temperaturilor de lucru admise pentru clasele *B*, *F* și, în special, *H*, coroborate cu factori de umplere excesivi, solicitările mecanice datorate dilatărilor și contracțiilor alternante, precum și efectele electrodinamice datorate pornirilor foarte dese nu mai pot fi neglijate. Nu amintim aici problema vibrațiilor proprii ale motoarelor sau utilizarea acestora pe utilaje care constituie surse de vibrații (compresoare, grupuri electrogene, vehicule electrice) situații în care solicitările mecanice ale materialeleor electroizolante se amplifică.

d. Este aproape general utilizată metoda variației rezistenței înfășurărilor pentru determinarea supratemperaturilor admisibile ale mașinilor electrice răcite cu aer (STAS 1893—72, pct. 4.13.1, tabelul 5 a). Indicatoare interne de temperatură se montează numai la mașini de importanță deosebită. Ori, se știe, metoda rezistenței determină o încălzire medie a înfășurărilor între punctul cel mai cald, în crestătură la mijlocul circuitului magnetic și punctul cel mai rece, la exteriorul ventilat al capetelor de bobină, existînd o diferență de temperatură de 10÷÷15°C. Aceasta este, printre altele, explicația prevederilor din publicațiile CEI și STAS referitoare la limitele de temperatură admise pentru materialele electroizolante din diferite clase de izolație, pe de o parte și limitele de temperatură admise pentru înfășurările mașinilor electrice din clasele respective, pe de altă parte. În tabelul 2 sînt date aceste limite și diferențele dintre ele.

Există însă și alte considerente care impun aceste diferențe, de unde sublinierea noastră că încercările de laborator pe motorete nu descriu exact fenomenele care au loc la mașina electrică aflată în exploatare și, se pare, în aceasta rezidă explicația unor accidente de izolație survenite în funcționarea mașinilor, deși, aparent, au fost respectate toate prevederile din norme și standarde.

Devine absolut necesar ca prin încercări accelerate să se determine curba teoretică a duratei de viață a materialelor electroizolante în funcție de temperatură (curba 1, în fig. 1), dar ca prescripție normativă să se recomande curba 2, paralelă cu prima, dar trasată pornind de la o valoare a absciselor cu 10°C mai mică

Tabelul 2

Limitele de temperatură admise pentru materialele electroizolante și înfășurările mașinilor electrice

Simbolul clasei de izolație	*Y*	*A*	*E*	*B*	*F*	*H*	*C*
Temperatura care caracterizează stabilitatea termică a materialelor respective, °C	90	105	120	130	155	180	peste 180
Limitele de încălzire ale înfășurărilor mașinilor electrice pentru $\theta_a = 40$°C, °C	—	60	75	80	100	125	—
Diferența dintre temperatura înfășurărilor și temperatura maximă admisă pentru materiale, °C	—	5	5	10	15	15	—

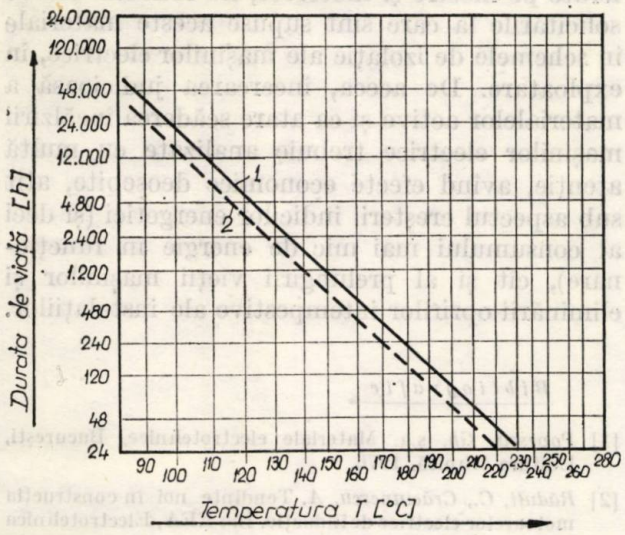


Fig. 1. Durata de viață, funcție de temperatură, a materialelor izolante, clasa A.

decît valoarea de incidență a curbei teoretice cu axa temperaturilor. Numai după această operație intră în discuție limitele din tabelul 2.

3. Asupra distribuției parametrilor mașinilor electrice dintr-un lot de fabricație

Practica încercărilor de control, de lot, demonstrează clar că există o împrăștiere destul de mare a parametrilor exemplarelor fabricate într-un lot de produse care, practic, au fost executate cu aceeași tehnologie și aceleași materiale. De exemplu, la un lot de motoare de inducție variază într-o plajă largă pierderile în fier și curentul de mers în gol, ceea ce dă un indiciu, încă de la probele de lot, că, încărcate la valorile nominale ale serviciului nominal, motoarele respective vor avea încălziri diferite.

Dacă se consideră încălzirea exemplarelor dintr-un lot drept variabilă aleatoare x și se admite o repartiție normală (repartiție Laplace-Gauss), densitatea de repartiție $\rho\ (a)$ a variabilei aleatoare este de forma :

$$\rho(a) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(a-m)^2}{2\sigma^2}}, \qquad (4)$$

cu media m și abaterea medie pătratică σ. Distribuția normală a variabilei aleatoare urmează cunoscuta curbă a lui Gauss.

Dacă se presupune că un motor executat în clasa de izolație B, a avut la proba de omologare (de tip) o supratemperatură (încălzire) de 75°C, adică 5°C sub limita maximă admisă. La execuția unui lot de 250 motoare, distribuția temperaturilor (încălzirea +40°C = temperatura standard a mediului ambiant) este redată în figura 2, în care se observă, cum este și firesc, o abatere de la simetria repartiției dată de (4), dar, ceea ce este important, rezultă că un număr de 67 exemplare depășesc temperaturile maxime admise. De regulă, toate fabricile constructoare de mașini electrice consideră situația din figura 2 normală și livrează întregul lot (după ce un model de motor electric de curent continuu pentru transport uzinal, livrat de o cunoscută firmă europeană și încercat la I.M.E.B., a rezultat cu o încălzire care depășea cu 21°C temperatura maximă admisă, firma respectivă

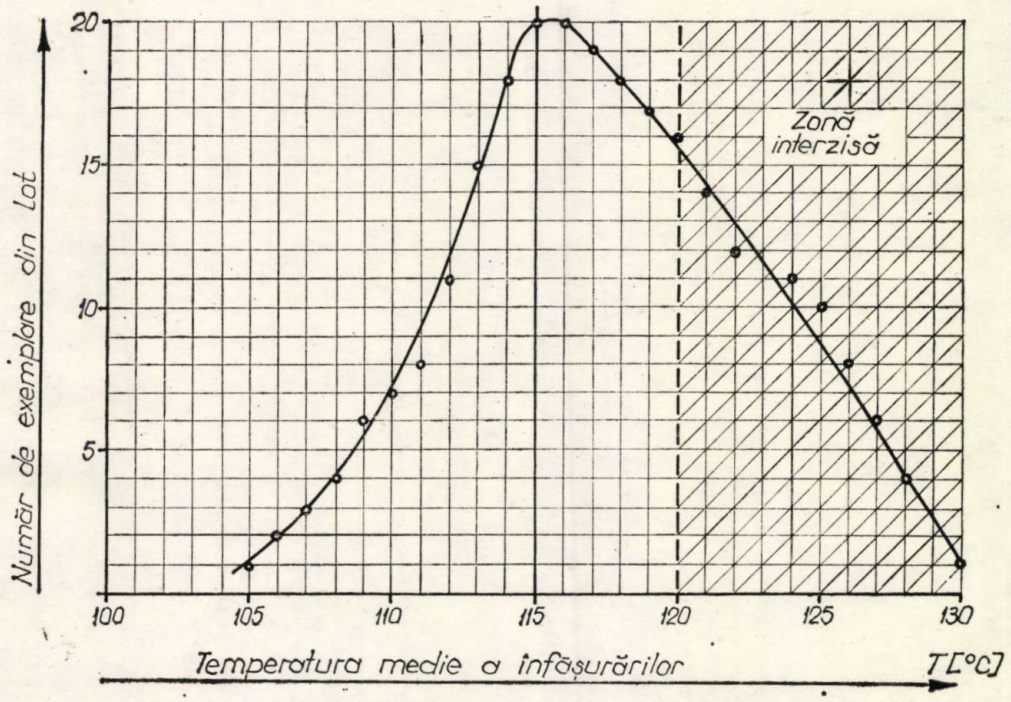


Fig. 2. Repartiția încălzirii motoarelor dintr-un lot de fabricație.

a răspuns în scris unei întrebări în legătură cu rezultatele încercării confirmînd că faptul este posibil, electromotorul respectiv „fiind probabil un exemplar mai puțin reușit dintr-o serie de fabricație").

Cele arătate mai sus explică multe defecțiuni apărute după un anumit timp de exploatare și susțin părerea că tendința utilizării la maximum a materialelor active și a reducerii gabaritelor motoarelor trebuie privită cu maximă atenție pentru că, în afara înrăutățirii parametrilor energetici ai motoarelor, scurtează viața acestora.

4. Concluzii

Defecțiunile privind izolația dețin ponderea principală în spectrul accidentelor survenite în exploatare. Cauza acestora nu rezidă numai în calitatea materialelor și tehnologiilor utilizate, ci și în solicitarea combinată sub aspectele termic, mecanic și electric ale materialelor electroizolante aproape de limita maximă admisibilă și uneori, chiar peste această limită.

Timbrarea materialelor electroizolante într-o anumită clasă de izolație prin încercări accelerate pe mostre și motorete, nu reflectă univoc solicitările la care sînt supuse aceste materiale în schemele de izolație ale mașinilor electrice, în exploatare. De aceea, încercarea judicioasă a materialelor active și ca atare scăderea încălzirii mașinilor electrice trebuie analizate cu multă atenție, avînd efecte economice deosebite, atît sub aspectul creșterii indicilor energetici (și deci al consumului mai mic de energie în funcționare), cît și al prelungirii vieții mașinilor și eliminării opririlor intempestive ale instalațiilor.

Bibliografie

[1] *Popescu, Gh.* ș.a. Materiale electrotehnice, București, Editura tehnică, 1976.

[2] *Răduți, C., Crăciunescu, A.* Tendințe noi în construcția motoarelor electrice de inducție. În : EEA, Electrotehnica **26**, nr. 6, aug 1978, p. 196.

[3] American Institution of Electrical Engineers (AIEE), Publ. nr. 510. Test procedure for evaluation of systems of insulating materials for random wound electric machinery.

[4] AIEE : Publ. nr. 511, 1956. Test procedure for evaluation of systems of insulating materials employing form-wound preinsulated coils.

EXPO '79

PUBLICOM

70122 — Bucureşti — Republica Socialistă România
Bd. N. Bălcescu nr. 22
Telefon : 13.70.73
Adr. telegr. : PUBLICOM — Bucureşti.
Telex : CAMROM 11374
Căsuţa poştală : 875

AGENŢIE DE PUBLICITATE PENTRU COMERŢ EXTERIOR

Agenţia de publicitate pentru comerţ exterior PUBLICOM invită specialiştii interesaţi să viziteze expoziţia internaţională

"TEHNICA NUCLEARA SI TEHNICA DE CALCUL"

organizată la Bucureşti în perioada 19-22 VI 1979

PREZENTA INVITATIE ESTE VALABILA
PENTRU UN NUMAR NELIMITAT DE SPECIALISTI

Pentru detalii privind firmele expozante, locul expoziţiei şi orele de vizitare vă rugăm să vă adresaţi la PUBLICOM, Bucureşti, B-dul N. Bălcescu 22, telefon 14. 75. 35 sau 15. 47. 07/ interior 95 sau 98.

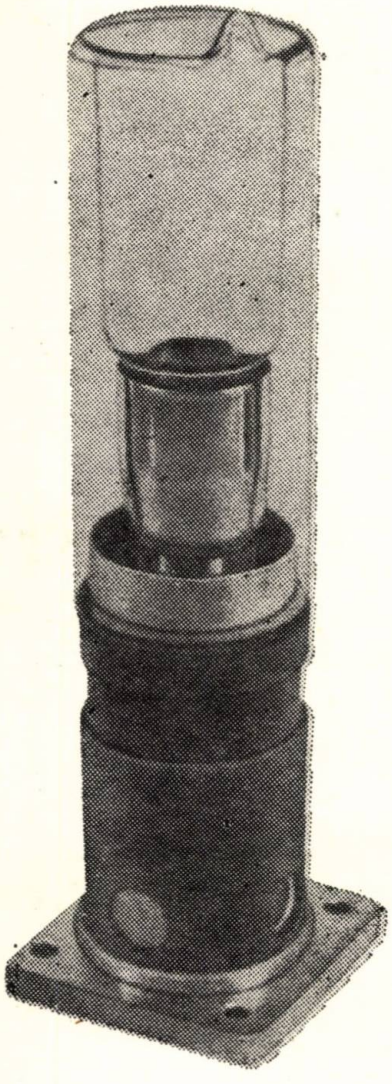
E 2040/1

Cichon L.

R REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 27 • NR. 4 • MAI 1979



Tuburi de raze X pentru analiză
Tuburi de raze X pentru spectroscopie
Tuburi de raze X pentru detectarea defectelor
Blocuri detectoare cu scintilaţie
Tuburi contoare derazenucleare
Detectoare cu suprafaţă barieră

EXPORTATOR:

Techsnabexport

32/34 Smolenskaia-Sennaia 121200 Moskova - URSS

Tel. 244-32-85; Telex 7628

PUBLICOM

1979 JUN 15

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 27 Nr. 4 mai 1979

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 621.318.3 :621.3.013.5

ELECTROMAGNEŢI
CIMP MAGNETIC
CALCULUL FORŢEI LA ELECTROMAGNEŢI

Suciu, I., Fântână, N. : **Metoda acţiunilor ponderomotoare elementare — modalitate de calcul pentru forţele dezvoltate de electromagneţi.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 137

În lucrare se prezintă particularităţile de calcul pentru determinarea indirectă a forţei de atracţie la electromagneţi printr-o metodă expeditivă şi cu precizie satisfăcătoare, denumită de autori „metoda acţiunilor ponderomotoare elementare". Metoda s-a verificat experimental pe un electromagnet elevator şi poate fi recomandată ca operativă şi eficientă la încercările industriale de tip şi de lot ale electromagneţilor.

CZ 621.315 :66.012.2

BALAST SURSE ILUMINAT
REDUCERE CONSUM ENERGIE ELECTRICĂ
REDUCERE CONSUM MATERIALE

Ivanovici, C. : **Noi posibilităţi de reducere a consumurilor de energie electrică şi materiale. Îmbunătăţirea calităţii produselor în domeniul surselor de lumină.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 140

Se propun unele soluţii şi se dau unele indicaţii tehnologice şi de fabricaţie privind îmbunătăţirea calităţii produselor din domeniul surselor şi corpurilor de iluminat, factori care contribuie la reducerea consumurilor de materiale şi de energie ca şi la importante economii.

CZ 621.316.545.048.8.681.142

SEPARATOARE DE SARCINĂ
HEXAFLUORURA DE SULF
CALCULATOR NUMERIC

Sasu, M., Bârcă, C.T., Matei, A. : **Simularea unor procese cinematice şi gazodinamice din aparate de comutaţie de înaltă tensiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 145

În lucrare se prezintă o metodă de determinare a mărimilor fizice caracteristice în timpul deschiderii unui separator de sarcină de înaltă tensiune cu hexafluorură de sulf.

CZ 523.72

CELULE SOLARE
MODULE DE CELULE SOLARE

Nan, S. ş.a. : **Celule solare cu siliciu monocristalin şi interconectarea lor în module.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 151

Lucrarea tratează despre tehnologia şi proprietăţile celulelor solare cu siliciu monocristalin de tip $p^+ n$, cu geometria pătratică şi aria activă de 3,6 cm², ca şi despre criteriile ce stau la baza interconectării acestor celule în module.

CZ 621.3.012 :621.3.073

MAŞINA DE INDUCŢIE BIFAZATĂ
ROTOR PAHAR
SISTEME AUTOMATE

Cistelecan, M. : **Analiza maşinilor de inducţie bifazată cu rotor pahar, utilizate în sistemele automate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979 p. 154

Maşina de inducţie bifazată cu rotor pahar este analizată în baza unei scheme echivalente de formă de quadripol liniar. Elementele schemei echivalente (impedanţe proprii, mutuale) sînt exprimate, plecînd de la repartiţia cîmpului electromagnetic şi a curenţilor de conducţie din rotorul pahar, în funcţie de mărimile geometrice ale maşinii, frecvenţa tensiunilor de alimentare şi de alunecare a maşinii. Schema echivalentă utilizată se adaptează regimurilor de funcţionare a maşinii tratate (servomotor, tahogenerator, frînă), impunîndu-se anumite constrîngeri în relaţiile dintre tensiunile aplicate şi curenţii de fază.

CZ 531.767 :629.12

CORELAŢIE
VITEZĂ

Alexa, M., Constantin, A. : **Metoda corelaţiei utilizată la determinarea vitezei absolute a navelor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 158

Se prezintă o serie de consideraţii cu privire la măsurarea vitezei absolute a navelor maritime sau fluviale prin metoda corelaţiei, utilizînd semnale aleatoare ridicate de pe fundul mării sau a unui fluviu.

CZ 621.3.078

AUTOMAT FINIT
PARTIŢII
REALIZĂRI MINIMALE

Dobrescu, R. : **Despre realizarea automatelor finite prin partiţii pereche.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 4 mai 1979, p. 165

Se prezintă posibilităţi şi avantaje ale realizării automatelor finite prin partiţii pereche.

NOTE **170**

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE **173**

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. **al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ;** acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; **prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing.** M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; **prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ;** ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1137 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. —2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.318.3 :621.3.013.5

ЭЛЕКТРОМАГНИТЫ
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
РАСЧЁТ СИЛЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТОВ

Сучу, И., Фынтынэ, Н.: **Метод действия элементарных гравитационных сил — свойство расчёта сил развитые электромагнитами.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, №7 4, май 1979, стр. 137

В работе представлены особенности расчёта для косвенного определения силы притяжения у электромагнитов оперативном методом и удовлетворительной точности, называемым авторами «метод действий элементарных гравитационных сил». Метод был экспериментально проверен на поъмном электромагните и может быть рекомендован как оперативным и действующим в промышленных типовых испытаниях и в испытаниях по партиям электромагнитов.

УДК 621.315 :66.012.2

БАЛЛАСТ
СОКРАЩЕНИЕ РАСХОДА ЭКЕЛТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ
СОКРАШЕНИЕ РАСХОДА МАТ - РИАЛОВ

Иванович, К.: **Новые способы сокращения расходов электрической энергии и материалов. Улучшение качества изделий в области источников свет.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 4, май 1979, стр. 140

Предлагаются решения и технологические указания для производства по улучшению качества изделий в области источников света и светильников, факторы способствующие сокращению расходов материаллов и энергии так и значительным экономиям.

УДК 621.316.545.048.8.681.142

РАЗЪЕДИНИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ
ЭЛЕГАЗЫ
ЦИФРОВАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ МАШИНА

Сасу, М., Быркэ, К. Т., Матей, А.: **Симулирование кинематических и газодинамических процессов в коммутационных аппаратах высокого напряжения.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 4, май 1979, стр. 145

В работе представлен метод определения характерных физических величин при отключении разъединителя высокого напряжения с элегазом.

УДК 523.72

СОЛНЕЧНЫЕ ЯЧЕЙКИ
МОДУЛИ СОЛНЕЧНЫХ ЯЧЕЕК

Нан, С., и др.: **Солнечные ячейки с монокристальным кремньем и их соединение в модулях.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 4, май 1979, стр. 151

В работе представляется технология и особенности солнечных ячеек с монокристаллным кремнем типа p^+n, с квадратной геометрией и активной площади 3,6 см^2 как и критерии ставщиеся в основе соединения этих ячеек в модулях.

УДК 621.012 :621.3.073

ИНДУКТИВНАЯ ДВУХФАЗНАЯ МАШИНА
ПОЛЫЙ РОТОР
АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Чистелекан, М.: **Анализ индуктивных двухфазных машин с полым ротором, используемых в автоматических системах.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 4, май 1979, стр. 154

Анализируется индуктивная двухфазная машина с полым ротором на основе эквивалентной схемы в виду линейного четырёхполюсника. Элементы эквивалентной схемы (взаимные и собственные импедансы), выражены исходя от распределения электромагнитного поля и проводящих токов в полом роторе в зависимости от геометрических величин машины, частоты питающего напряжения и скольжения машины. Используемая эквивалентная схема приспособливается к режиму работы машины (серводвигатель, тахогенератор, тормоз), в условиях некоторых ограничений в отношениях между приложенными напряжениями и фазовыми токами.

УДК 531.767 :629.12

КОРРЕЛЯЦИЯ СОСУДОВ
СКОРОСТЬ

Алекса, М., Константин, А.: **Метод корреляции, используемой в определении абсолютной скорости судов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 4, май 1979, стр. 158

Представляется ряд соображений по изменению абсолютной скорости морских и речных судов корреляционным методом, используя случайные сигналы, поднимающиеся со дна моря или реки.

УДК 621.3.078

КОНЕЧНЫЙ АВТОМАТ
ПАРТИЦИИ
МИНИМАЛЬНЫЕ ИСПОЛЬНЕНИЯ

Добреску, Р.: **Об осуществлении конечных автоматов парными партициями.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 4, май 1979, стр. 165

Представляются возможности и выгоды испольнения конечных автоматов парными партициями.

I N H A L T

DK 621.318.3 :621.3.013.5

ELEKTROMAGNETE
ELEKTROMAGNETISCHES FELD
KRAFTBERECHNUNG BEI ELEKTROMAGNETEN

Suciu, I., Fântână, N. : **Die Methode der elementaren gemittelten motrischen Wirkungen — eine Berechnungsmöglichkeit für die elektromagnetischen Kräfte.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 4, Mai 1979, S. 137

Die Arbeit beschreibt die Berechnungseigenschaften zur indirekten Feststellung der Anziehungskraft von Elektromagneten durch eine rasche Methode mit genügender Genauigkeit, die von den Autoren als „Methode der elementaren gemittelten motrischen Wirkungen'' dargestellt wird. Die Methode wurde experimentell an einen Hebe-Elektromagneten geprüft und wird als praktisch und wirksam für die industriellen Typ — und Mengenprüfungen der Elektromagnete empfohlen.

DK 621.315 :66.012.2

WIRTSCHAFTLICHER BALLAST
VERMINDERUNG DES ELEKTRISCHEN ENERGIEVERBRAUSCHS
VERMINDERUNG DES WERKSTOFFVERBRAUCHS
QUALITÄT

Papagheorghe, O., Ivanovici, C. : **Neue Möglichkeiten des Verbraucheinsparens elektrischer Energie sowie der bezüglichen Werkstoffe. Die Qualitätsverbesserung der Lichtquellen-Erzeugnisse.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 4, Mai 1979, S. 140

Es werden einige Lösungen und einige technische Hinweise und Herstellungstechnologien zur Verbesserung der Qualität der Erzeugnisse auf dem Begiet der Lichtquellen und der Leuchtkörper vorgesechlagen ; das sind Faktoren die zur Einschränkung des Werkstoff — und Energieverbrauchs bertragen und bedeutende Erspanisse zur Folge haben.

DK 621.316.545.048.8.681.142

LEISTUNGSTRENNSCHALTER
SCHWEFELHEXAFLUORID
DIGITALRECHNER

Sasu, M., Bârcă, C.T., Matei, A. : **Die Simulierung in Hochspannungsschaltern von kinematischen Prozessen sowie jene welche die Dynamik der Gase betreffen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 4, Mai 1979, S. 145

Die Arbeit beschreibt eine Ermittlungsmethode der charakterischen physikalischen Grössen während der Öffnung eines Hochspannungs — Leistungsschalters mit Schwefelhexafluorid.

DK 523.72

SONNENZELLEN
SONNENZELLENMODULE

Nan, S. u.a.: **Einzelkristall-Silizium-Sonnenzellen und ihre Zusammenschaltung zu Modulen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 4, Mai 1979, S. 151

Die Arbeit beschreibt die Technologie und die Eigenschaften der Einkristall-Silizium-Sonnenzellen vom Typ p^+n, mit quadratischer Geometrie und einer Wirkungsfläche, von 3,6 cm^2 sowie die Kriterien der Zusammenschaltung dieser Zellen in Module.

DK 621.3.012 :621.3.073

ZWEIPHASIGE INDUKTIONSMASCHINE
BECHERFÖRMIGE LÄUFER
AUTOMATISCHE SYSTEME

Cistelecan, M. : **Die Analyse der zweiphasigen Induktionsmaschinen mit becherförmigen Läufer mit Verwendung in den automatischen Systemen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 4 Mai 1979, S. 154

Die zweiphasige Induktionsmaschine mit becherförmigen Läufer wird auf der Grundlage einer Ersatzschaltung in der Form eines linearen Quadripols untersucht. Die Elemente des Ersatzschemas (Eigenimpedanzen, gegenseitige Impedanzen) werden, von der Aufteilung des elektromagnetischen Feldes und der Leitungsströme im becherförmigen Läufer ausgehend, in Abhängigkeit von den geometrischen Grössen der Maschine die Frequenz de Speisespannungen und des Maschinenschlupfs ausgedrückt. Das verwendete Ersatzschema wird den Betrieb der behandelten Maschine (Stellmotor, Tachogenerator, Bremse) angepasst, mit der Einhaltung einiger Einschränkungen in den Beziehungen zwisschen den Angelegten Spannungen und den Phasenströmen.

DK 531.767 :629.12

KORRELATION
GESCHWINDIGKEIT

Alexa, M., Constantin, A. : **Die Verwendung der Korrelationsmethode zur Ermittlung der absoluten Geschwindigkeit von Schiffen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 4, Mai 1979, S. 158

Es werden eine Anzahl Betrachtungen betreffs der Messung der absoluten Geschwindigkeit von Seeschiffen oder Binnenschiffen durch die Korrelationsmethode angestellt, wobei, die vom Meeresgrund oder Flussgrund emporgekommenen aleatorischen Signale verwendent werden.

DK 621.3.078

ENDLICHER AUTOMAT
PARTITION
MINIMALE AUSFÜHRUNGEN

Dobrescu, R. : **Über die Herstellung von endlichen Automaten durch Paar-Partitionen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 4, Mai 1979, S. 165

Es werden die Möglichkeiten und Vorteile der Herstellung von endlichen Automaten durch Paar-Partitionen dargestellt.

CONTENTS

DC 621.318.3 :621.3.013.5

ELECTROMAGNETS
MAGNETIC FIELD
ELECTROMAGNETS FORCE CALCULATION

Suciu, I., Fântână, N. : **Elementary magnetomotive forces method — a calculation method for the electromagnet forces.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 137

The paper presents the characteristics of the calculation operations for indirectly determining the electromagnets attraction force by means of an efficient and accurate enough method, called by the authors „the elementary magnetomotive forces method''. The method has been experimentally verified on an elevator electromagnet, and it can be recommended as an operative and efficient method for the electromagnets bulk and type industrial tests.

DC 621.315 :66.012.2

ECONOMIC BALLAST
REDUCTION OF ELECTRIC POWER COMSUMPTION
REDUCTION OF MATERIALS CONSUMPTION
QUALITY

Ivanovici, C. : **New possibilities of electric power and materials consumption reduction. The product quality improvement in the light sources area.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 140

Some solutions are proposed, and some manufacturing and technological suggestions are given, regarding the product quality improvement in the lighting sources and unity area, factors which contribute to materials and power consumption reduction, as well as to important savings.

DC 621.316.545.048.8.681.142

LOAD SEPARATORS
SULPHUR HEXAFLUORIDE
DIGITAL COMPUTER

Sasu, M., Bârcă, C.T., Matei, A. : **Simulation of some kinematic and gas-dynamic processes in high voltage switch apparatures.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**,nr. 4, mai 1979 p. 145

The paper presents a method of the characteristic physical values determination during a sulphur hexafluoride high voltage load separator switching off.

DC 523.72

SOLAR CELLS
SOLAR CELL MODULES

Nan, S. a.o. : **Single-crystal silicon solar cells and their grouping into modules.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 151

The paper deals with the technology and the properties of the p^+n type single crystal silicon solar cells, having a square geometry and a 3.6 cm^2 active area, as well as with the basic criteria for grouping these cells into modules.

DC 621.3.012.621.3.073

TWO-PHASE INDUCTION MACHINE
CUP-ROTOR
AUTOMATIC SYSTEMS

Cistelecan,. M : **Analysis of cup-rotor two-phase induction machines, used in automatic systems.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979 p. 154

The cup-rotor two-phase induction machine is analyzed on the basis of a linear quadripole shape equivalent circuit. The equivalent circuit elements (self-impedances, mutual

impedances) are expressed, starting from the cup-rotor conduction currents and electromagnetic field distribution, according to the machine geometrical values, the supply voltage frequency, and the machine slipping. The equivalent circuit used, is adapted to the machine operating duties (servomotor, tacho-generator, brake), certain constraints being imposed on the relations between the applied voltages and the phase currents.

DC 531.767 :629.12

CORRELATION
SPEED

Alexa, M., Constantin, A. : **The correlation method applied to the ships absolute speed determination.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 158

A series of considerations regarding the measurement of the sea liners and inland ships absolute speed by means of the correlation method using random signals picked up from the bottom of the sea or of a river, are presented.

DC 621.3.078

FINITE AUTOMATION
PARTITIONS
MINIMAL ACHIEVEMENTS

Dobrescu, R. : **On the finite automations achievement by pair partitions.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 165

Possibilities and advantages of finite automations achievement by pair partitions are presented.

S O M M A I R E

CD 621.318.3 :621.3.013.5

ÉLECTRO-AIMANTS
CHAMP MAGNÉTIQUE
CALCUL DE LA FORCE DES
ÉLECTRO-AIMANTS

Suciu, I., Fântână, N. : **La méthode des actions pondéromotrices élémentaires — modalité de calcul pour les forces générées par les electro-aimants.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979 p. 137

Dans cet ouvrage on présente les particularités de calcul pour la détermination indirecte de la force d'attraction des électro-aimants au moyen d'une méthode expéditive et de précision satisfaisante, définie par les auteurs comme „méthode des actions pondéromotrices élémentaires''. La méthode est vérifiée par des expériments avec un électro-aimant de levage et peut être recommandée comme opérative et efficiente pour les essais industriels de type et de série des électro-aimants.

CD 621.315 :66.012.2

BALLAST ÉCONOMIQUE
RÉDUCTION DE LA
CONSOMMATION D'ÉNERGIE
ÉLECTRIQUE
RÉDUCTION DE LA CONSOMMATION DE MATÉRIAUX
QUALITÉ

Ivanovici, C. : **Nouvelles possibilités de réduction des consommations d'énergie électrique et de matériaux. Optimisation de la qualité des produits dans le domaine des sources de lumière.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27** nr. 4, mai 1979,p. 140

On y propose quelques solutions et l'on donne quelques indications technologiques et de fabrication concernant l'optimisation de la qualité des produits dans le domaine des sources et des corps éclairants, facteurs qui contribuent à la réduction des consommations de matériaux et d'énergie ainsi qu'à d'importantes économies.

CD 621.316.545.048.8.681.142

SÉPARATEURS DE CHARGE
HEXAFLUORURE DE SOUFRE
CALCULATEUR DIGITAL

Sasu, M., Bârcă C. T., Matei, A. : **Simulation des procès cinématiques et gazodynamiques des appareils de commutation de haute tension.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 145

Dans cet ouvrage on présente une méthode de détermination des grandeurs physiques caractéristiques durant l'ouverture d'un séparateur de charge de haute tension à hexafluorure de soufre.

CD 523.72

PILES SOLAIRES
MODULES DE PILES SOLAIRES

Nan, S. et au. : **Piles solaires à silicium monocristallin et leur interconnexion en modules.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979 p. 151

L'ouvrage se rapporte à la technologie et aux propriétés des piles solaires à silicium monocristallin de type p^+n, à géométrie quadratique et zone active de 3,6 cm^2 ainsi qu' aux critères sur lesquels est basée l'interconnexion de ces piles en modules.

CD 621.3.012 :621.3.073

MACHINE À INDUCTION DIPHASÉE
ROTOR A FORME DE COUPE
SYSTÈMES AUTOMATISÉS

Cistelecan, M. : **Analyse des machines à induction diphasée à rotor à forme de coupe, utilisées dans les systèmes automatisés.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 154

La machine à induction disphasée à rotor à forme de coupe est analysée à partir d'un schéma équivalent ayant la forme de quadripôle linéaire. Les éléments du schéma équivalent (impédances propres, impédances mutuelles), sont exprimés, à partir de la répartition du champ électromagnétique et des courants de conduction dans le rotor à forme de coupe en fonction des grandeurs géométriques de la machine, de la fréquence des tensions d'alimentation et du glissement de la machine. Le schéma équivalent utilisé peut être adapté aux régimes de fonctionnement de la machine décrite (servomoteur, tachogénérateur, frein), certaines contraintes X dans les relations entre les tensions appliquées et les courants de phase s'y imposant.

CD 531.767 :629.12

CORRÉLATION
VITESSE

Alexa, M., Constantin, A.: **La méthode de la corrélation utilisée à la détermination de la vitesse absolue des navires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 158

On y présente une série de considérations concernant la mesure de la vitesse absolue des navires maritimes ou fluviaux au moyen de la méthode de la corrélation, utilisant des signaux aléatoires obtenus par l'exploration du fond de la mer ou d'un fleuve.

CD 621.3.078

AUTOMATE FINI
PARTITIONS
RÉALISATIONS MINIMALES

Dobrescu, R.: **Sur la réalisation des automates finis par des partitions paire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 4, mai 1979, p. 165

On y présente des possibilités et des avantages de la réalisation des automates finis par des partitions paire.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 4

CZ 621.318.3 :621.3.013.5

ELECTROMAGNEŢI
CIMP MAGNETIC
CALCULUL FORŢEI LA ELECTROMAGNEŢI

Metoda acţiunilor ponderomotoare elementare—modalitate de calcul pentru forţele dezvoltate de electromagneţi

IACOB SUCIU, NICOLAE FÂNTÂNĂ* – TIMIŞOARA

Introducere

Problema principală care se pune, în cazul electromagneţilor elevatori (purtători) şi de tracţiune, este determinarea prin calcul sau pe cale experimentală a valorii forţei exercitate asupra piesei de sarcină [1]. Astfel, determinarea la proiectare prin calcul a forţei dezvoltate de un electromagnet, necesită cunoaşterea cît mai precisă a distribuţiei şi valorii cîmpului magnetic în întrefierul de lucru. Determinarea acestui cîmp implică mari dificultăţi de calcul datorită neliniarităţii caracteristicii $B = f(H)$ în materialul feromagnetic, formei complicate a circuitului magnetic şi prezenţei întrefierului.

Comparativ cu alte tipuri, electromagneţii elevatori au o masă importantă, din care cauză produc mari dificultăţi în timpul manipulării lor, pentru experimentare, la care trebuie adăugat costul ridicat al instalaţiilor de măsurare, care, de asemenea, ating dimensiuni considerabile. Acest tip de electromagnet este destinat pentru dezvoltarea unor forţe mari la deplasări relativ mici ale sarcinii. Arhitectura circuitului magnetic este, de obicei, cilindrică şi la electromagneţii de putere mare forma este aplatizată, ceea ce asigură o mare adîncime de pătrundere a cîmpului magnetic în piesa de sarcină. Forţa de ridicare la aceşti electromagneţi atinge valori considerabile, de ordinul a sute de kN. Asemenea forme constructive cilindrice aplatizate au o largă răspîndire şi în cazul electromagneţilor utilizaţi ca frîne şi mufe de cuplare.

În vederea eliminării dificultăţilor menţionate, în lucrare se propune o metodă de calcul indirectă, pentru determinarea forţei de atracţie la electromagneţi, denumită de autori „metoda acţiunilor ponderomotoare elementare", care a fost verificată experimental de un electromagnet elevator de formă cilindrică aplatizată, cu Ø 270 şi puterea absorbită 0,15 kW.

* Prof. dr. ing. *Suciu, I.* şi ing. *Fântână, N.* sînt cadre didactice la Institutul politehnic „Traian Vuia", Timişoara.

1. Bazele teoretice ale metodei de calcul

Funcţionarea electromagneţilor se bazează pe apariţia unor acţiuni ponderomotoare la suprafeţele de separaţie fier-aer la un sistem format dintr-un electromagnet şi o placă de sarcină prin care se închide circuitul magnetic.

În regim staţionar, pentru circuite magnetice la care permeabilitatea magnetică (μ) nu depinde de densitatea de masă (ρ_d) expresia densităţii superficiale a forţei normale la suprafaţa plăcii de sarcină este [2]:

$$\vec{f}_A = \frac{\mu - \mu_0}{2}\left(\frac{B_n^2}{\mu_0\mu} + H_t^2\right)\vec{n}, \quad N \cdot m^{-2}, \quad (1)$$

unde:

- μ este permeabilitatea magnetică a materialului feromagnetic al plăcii de sarcină, $H.m^{-1}$;
- μ_0 — $4.\pi.10^{-7}$ $H.m^{-1}$ permeabilitatea magnetică a vidului;
- B_n — componenta normală a inducţiei magnetice la suprafaţa de separaţie placă-aer, T;
- H_t — componenta tangenţială a intensităţii cîmpului magnetic la suprafaţa plăcii, $A.m^{-1}$;
- $\vec{n}$ — versorul normalei la suprafaţa de separaţie, orientată spre exteriorul materialului feromagnetic.

Forţa de atracţie totală F, dezvoltată de un electromagnet se obţine efectuînd integrala densităţii superficiale de forţă, pe suprafaţa de arie A, în care B_n şi H_t au valori care nu pot fi neglijate.

Astfel, forța totală are expresia :

$$F = \iint_A \vec{f}_A \cdot d\vec{A} = \iint_A \frac{\mu - \mu_0}{2} \left(\frac{B_n^2}{\mu_0 \mu} + H_t^2 \right) \vec{n} \cdot d\vec{A}, \text{ N}, \quad (2)$$

care poate fi calculată dacă se cunosc în fiecare punct al domeniului de integrare A, mărimile μ, B_n și H_t.

Determinarea experimentală a lui H_t ridică probleme deosebite [3], fiind necesare sonde Hall foarte înguste, de construcție specială. Avînd B_n și H_t măsurate, se determină permeabilitatea locală a materialului feromagnetic al plăcii, utilizînd sistemul de ecuații :

$$B^2 = B_n^2 + \mu^2 \cdot H_t^2, \quad (3)$$

$$B = f(\mu). \quad (4)$$

În aceste relații s-a notat cu B valoarea rezultantă a inducției în materialul feromagnetic, în imediata vecinătate a întrefierului, iar funcția $f(\mu)$, care caracterizează proprietățile magnetice ale materialului din care este confecționată placa, este cunoscută.

Rezolvînd prin iterație, pentru fiecare punct al suprafeței de integrare, sistemul de ecuații (3) și (4), se obține valoarea lui μ în punctele considerate.

2. Acțiunile ponderomotoare elementare pe suprafața plăcii de sarcină

Se constată experimental că la suprafața plăcii feromagnetice de sarcină componenta normală a inducției magnetice are o distribuție neuniformă (fig. 1b). Cu modificarea întrefierului se schimbă atît valoarea, cît și distribuția inducției după rază ($B_n(r)$), ambele fiind determinate de modificarea spectrului cîmpului în întrefier. Cînd se cere o precizie sporită pentru determinarea forței de atracție nu se poate utiliza metoda clasică de calcul, deoarece aceasta se bazează pe ipoteza simplificatoare prin care se presupune că inducția în întrefierul de lucru este constantă, ceea ce duce la erori însemnate.

Metoda acțiunilor ponderomotoare elementare necesită divizarea fictivă a suprafeței plăcii de sarcină în zona activă, în suprafețe elementare, finite, de formă oarecare, de arie ΔA_k, în care se manifestă forțe elementare de atracție ΔF_k, echivalent acțiunii unor electromagneți elementari în paralel. În suprafețele elementare, mărimile de cîmp și de material (B_n, H_t, μ) se consideră constante.

Din (1) se obține :

$$\Delta F_k = \frac{\mu_k - \mu_0}{2} \left(\frac{B_{nk}^2}{\mu_0 \mu_k} + H_{tk}^2 \right) \cdot A_k, \text{ N}, \quad (5)$$

iar forța totală va fi :

$$F = \sum_{k=1}^{m} \Delta F_k = \sum_{k=1}^{m} \frac{\mu_k - \mu_0}{2} \left(\frac{B_{nk}^2}{\mu_0 \mu_k} + H_{tk}^2 \right) \cdot \Delta A_k, \text{ N}, \quad (6)$$

în care mărimile locale cu indicele k se referă la suprafața elementară de arie ΔA_k, iar m reprezintă numărul suprafețelor elementare.

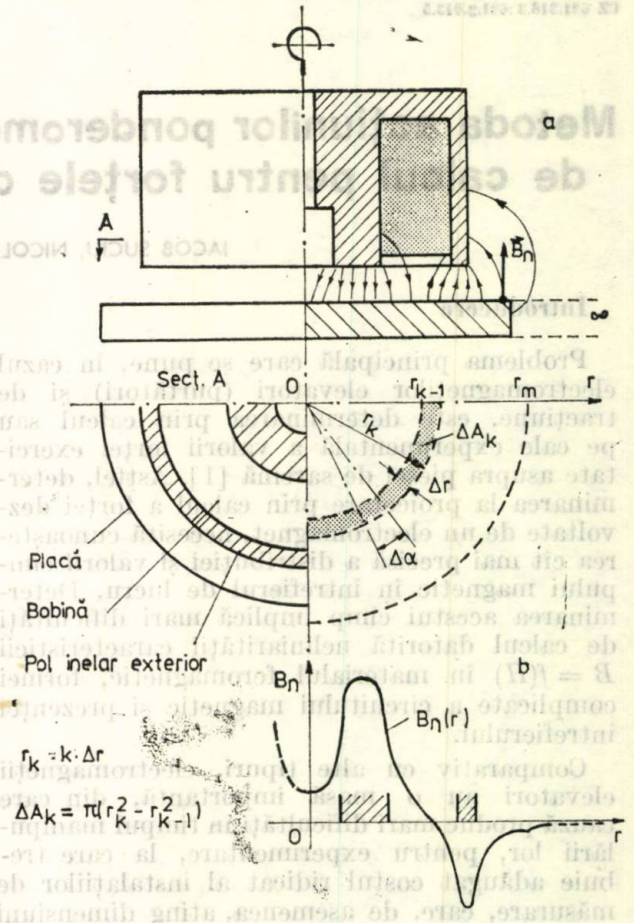


Fig. 1. — Secțiune printr-un electromagnet elevator și placa de sarcină și distribuția inducției magnetice normale $B_n(r)$ la suprafața plăcii.

Considerînd placa feromagnetică de sarcină nesaturată ($\mu_k \gg \mu_0$), se poate considera că liniile de cîmp magnetic pătrund perpendicular în placa de sarcină pe suprafața activă și deci, $H_t \approx 0$.

Forța specifică în acest caz se calculează cu relația :

$$\vec{f}_A \approx \frac{B_n^2}{2\mu_0} \vec{n}, \text{ N.m}^{-2}. \quad (7)$$

Forța totală dezvoltată prin contribuția forțelor ΔF_k pe cele m suprafețe elementare, se obține conform (6) :

$$F = \sum_{k=1}^{m} \frac{B_{nk}^2}{2\mu_0} \cdot \Delta A_k. \quad (8)$$

3. Aplicarea metodei

Consideraţiile prezentate mai sus se exemplifică pentru cazul unui electromagnet elevator de formă cilindrică (fig. 1a). Datorită simetriei constructive circulare, distribuţia inducţiei $B_n(r)$ poate fi considerată aceeaşi pentru orice rază vectoare, plecînd din centrul electromagnetului. Suprafeţele elementare ΔA_k, pot fi alese în acest caz, pentru simplitatea calculului, dreptunghiuri curbilinii sau suprafeţe inelare (fig. 1.a). În exemplul de calcul s-au utilizat suprafeţe plane elementare de formă inelară, cu parametrii: raza r_k — variabilă şi grosimea Δr — invariabilă. Conform relaţiei (8) se poate scrie:

$$F = \sum_{k=1}^{m} \frac{B_{nk}^2(r_k)}{2\mu_0} \cdot \Delta A_k(r_k), \qquad (9)$$

unde suprafaţa elementară:

$$\Delta A_k(r_k) = \pi(r_k^2 - r_{k-1}^2), \text{ iar } r_k = k.\Delta r. \qquad (10)$$

Relaţiile obţinute permit utilizarea calculatorului numeric pentru determinarea forţei de atracţie. Organigrama programului de calcul este prezentată în figura 2.

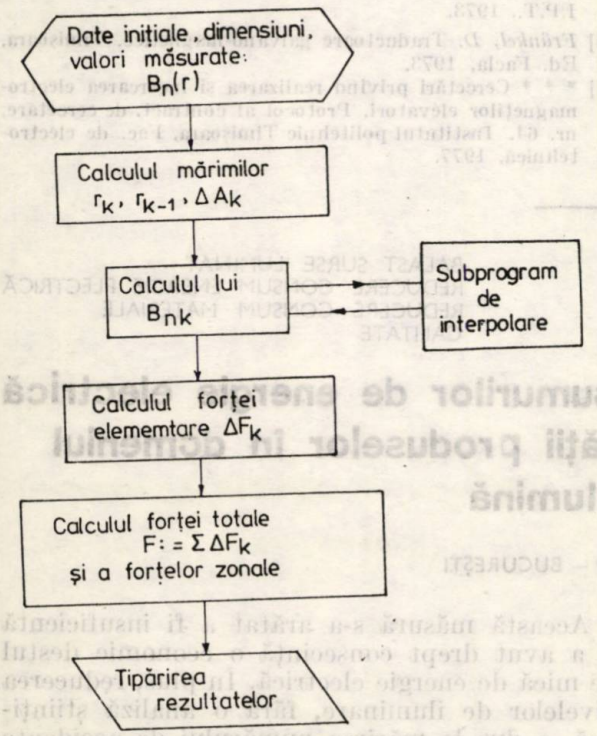


Fig. 2. Organigrama programului de calcul.

Astfel, principiul de calcul prezentat are la bază introducerea în memoria calculatorului a perechilor de valori (B_n, r), măsurate la suprafaţa plăcii de sarcină, programul permiţînd determinarea rapidă a forţei dezvoltate de electromagnet şi totodată oferă posibilitatea determinării mai exacte şi operative pe modele a influenţei formei constructive a polilor asupra valorii acestei forţe.

3. Interpretarea rezultatelor experimentale

Valorile mărimilor utilizate în programul de calcul s-au obţinut pe baza măsurătorilor efectuate cu instalaţia a cărei schemă-bloc este prezentată în figura 3, în care obiectul încercării este un electromagnet circular cu Ø 270, de 0,15 kW [4]. Explorarea cîmpului magnetic s-a efectuat după rază, măsurînd componenta normală a inducţiei la suprafaţa plăcii feromagnetice de sarcină, de grosime 24 mm, avînd diametrul 320 mm, întrefierul 3 mm şi curentul continuu stabilizat prin bobina electromagnetului $I = 1{,}16$ A. În figura 4 se prezintă valorile $B_n(r)$ măsurate pentru electromagnetul încercat.

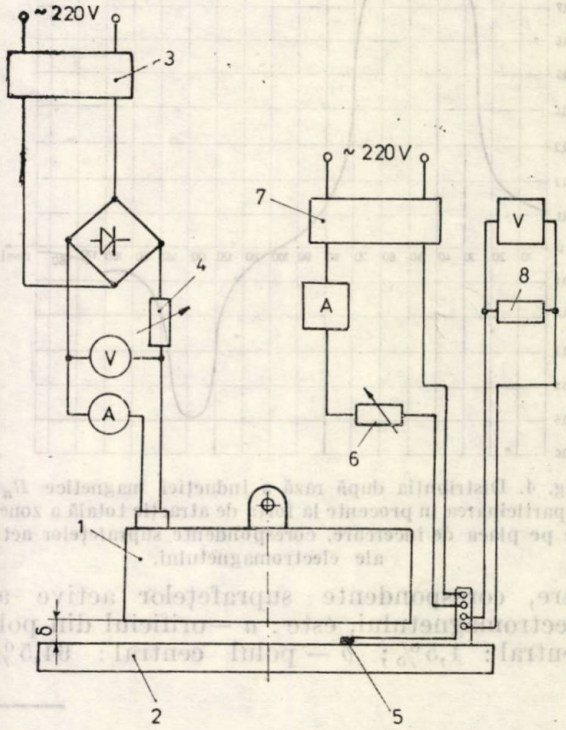


Fig. 3. Schema instalaţiei experimentale:
1 — electromagnet; 2 — placă de sarcină; 3 — sursă stabilizată de tensiune alternativă; 4 — rezistenţă reglabilă; 5 — sondă Hall; 6 — rezistenţă reglabilă; 7 — sursă stabilizată de tensiune continuă; 8 — rezistenţă de liniarizare.

Forţa de atracţie determinată pe calculator, comparată cu cea măsurată direct, prezintă o concordanţă satisfăcătoare, abaterea fiind 3,8%, valorile celor două forţe depinzînd, evident, de precizia măsurătorilor experimentale.

Metoda de calcul abordată a permis, de asemenea, aprecieri cantitative privind contribuţia diferitelor zone active ale plăcii de sarcină la forţa dezvoltată de electromagnet. Rezultă

clar că sarcina sporește, în ipoteza că placa se consideră infinit extinsă.

Concret, pentru electromagnetul încercat (Ø 270, 0,15 kW) participarea în procente la forța de atracție totală a zonelor de pe placa de încer-

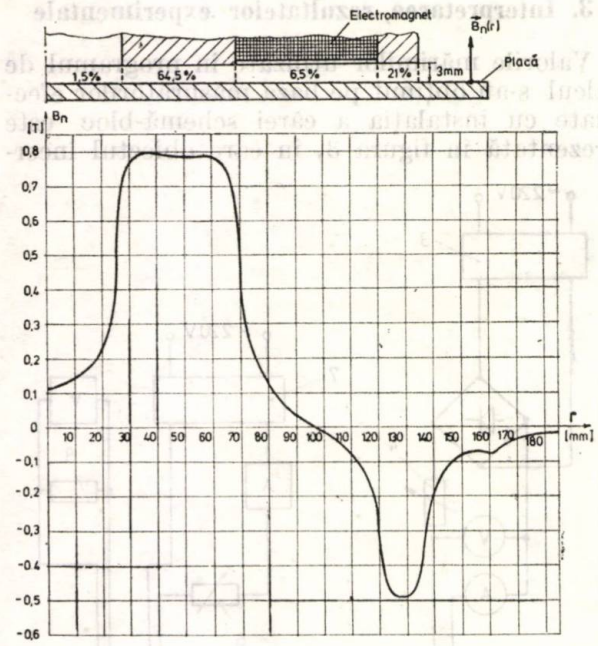


Fig. 4. Distribuția după rază a inducției magnetice $B_n(r)$ și participarea în procente la forța de atracție totală a zonelor de pe placa de încercare, corespondente suprafețelor active ale electromagnetului.

care, corespondente suprafețelor active ale electromagnetului, este : *a* —orificiul din polul central : 1,5% ; *b* — polul central : 64,5% ; *c* —zona interpolară : 6,5% ; *d*—polul exterior : 21% și *e* — zona exterioară electromagnetului : 6,5% (fig. 4).

4. Concluzii

Metoda de calcul prezentată în lucrare permite o determinare rapidă și relativ precisă a forței de atracție la electromagneți, avînd ca efect principal micșorarea substanțială a costului global al întregii operații de calcul și experimentare, prin înlocuirea instalațiilor de încercare costisitoare, cu un echipament relativ simplu.

Metoda poate fi utilizată cu același succes și la alte tipuri de electromagneți, care prin arhitectura lor permit măsurarea cît mai precisă a cîmpului magnetic în intervalul de lucru.

Metoda preconizată poate fi recomandată ca operativă și suficient de exactă la încercările industriale de tip și de lot ale electromagneților.

Bibliografie

[1] *Suciu, I.* Teoria electromagneților, aparate de automatizare, aparate de pornire și reglare. Timișoara, Litografie I.P. Timișoara, 1968.

[2] *Șora, C.* Bazele electrotehnicii I. Elemente din teoria cîmpului electromagnetic, vol. 2. Timișoara, Litografie I.P.T., 1973.

[3] *Fränkel, D.* Traductoare galvano-magnetice. Timișoara, Ed. Facla, 1973.

[4] * * * Cercetări privind realizarea și încercarea electromagneților elevatori. Protocol al contract. de cercetare, nr. 64. Institutul politehnic Timișoara, Fac. de electrotehnică, 1977.

CZ 621. 318.3 :621.3.013.5

BALAST SURSE ILUMINAT
REDUCERE CONSUM ENERGIE ELECTRICĂ
REDUCERE CONSUM MATERIALE
CALITATE

Noi posibilități de reducere a consumurilor de energie electrică și materiale. Îmbunătățirea calității produselor în domeniul surselor de lumină

CONSTANTIN IVANOVICI* — BUCUREȘTI

În urmă cu cîțiva ani „criza de energie" a declanșat, la scară mondială, o adevărată campanie de economisire a energiei care a cuprins toate domeniile de activitate și toate formele de utilizare a energiei.

Iluminatul electric, care reprezintă circa 10—20% din consumul total de energie electrică [11], datorită crizei de energie a fost redus, în unele țări, la jumătate prin reducerea numărului de surse de lumină.

Această măsură s-a arătat a fi insuficientă și a avut drept consecință o economie destul de mică de energie electrică. În plus, reducerea nivelelor de iluminare, fără o analiză științifică, a dus la mărirea numărului de accidente rutiere [2], la scăderea productivității muncii în industrie, la înrăutățirea protecției muncii [3].

Studiile efectuate în diverse țări au dus la concluzia că cea mai importantă cale de economisire a energiei electrice consumată pentru iluminat este perfecționarea și folosirea surselor de lumină cu eficacitatea luminoasă mărită.

*Ing. *Ivanovici, C.* este cercetător principal la ICPE — București.

Pe baza unor astfel de studii [4] a rezultat că înlocuirea în iluminatul public a lămpilor cu incandescenţă prin lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune (LVF) sau a acestora cu lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune are drept efect o economie de energie electrică de 10—50%, obţinîndu-se în acelaşi timp, o creştere a nivelului de iluminare (fig. 1).

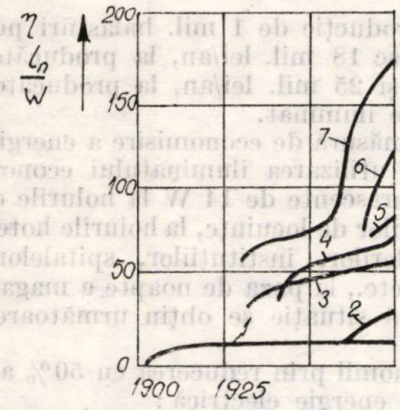


Fig. 1. Variaţia eficacităţii luminoase a lămpilor electrice folosite în tehnica vidului:
1 — lămpi cu incandescenţă; 2 — lămpi cu incandescenţă cu halogeni; 3 — lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune; 4 — lămpi cu vapori de mercur de joasă presiune; 5 — lămpi cu halogenuri metalice; 6 — lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune; 7 — lămpi cu vapori de sodiu de joasă presiune.

Producţia de lămpi electrice cu incandescenţă se menţine pe plan mondial la valori relativ ridicate, dată fiind folosirea lor cu precădere în iluminatul casnic, datorită avantajelor legate de gabaritul redus, costul mic, exploatare simplă şi redarea corectă a culorilor. Datorită eficacităţii luminoase reduse (13—14 lm/W) aceste lămpi reprezintă surse de lumină neeconomice, motiv pentru care se renunţă din ce în ce mai mult la utilizarea lor în iluminatul industrial public al clădirilor administrative.

Deşi noile lămpi cu incandescenţă pe bază de halogeni, utilizate la iluminat exterior, aparate de proiecţie, cinematografie etc., au o eficacitate luminoasă de pînă la 30 lm/W şi o durată de viaţă de 2 ori mai mare, ele au un preţ de cost ridicat datorită unor filamente cu diametre mari.

Actualele tendinţe de reducere a consumului de energie electrică şi mărire a duratei de viaţă a surselor de lumină au dus la crearea în S.U.A. a două tipuri de noi lămpi cu incandescenţă: o lampă cu o durată de viaţă de circa 10 ani (87 000 ore) şi un consum de energie electrică cu 30% mai mic decît lămpile actuale, a fost obţinut prin depunerea unor straturi succesive reflectorizate de oxid de titan şi argint pe balonul lămpii cu incandescenţă (LEI). Un alt tip este lampa fluorescentă „LITEK" fără electrozi, cu un singur soclu cu filet şi cu balon în formă de pară similar cu LEI 100 W/230 V, în interiorul căreia se găseşte o bobină alimentată de la un generator compact de înaltă frecvenţă (4 MHz) montat în soclu. Cîmpul magnetic alternativ creat de bobină excită vaporii de mercur aflaţi în balon, dînd naştere la o radiaţie în domeniul ultraviolet, transformată apoi în radiaţie vizibilă de către stratul de luminofor depus pe suprafaţa interioară a balonului. Eficacitate luminoasă ridicată, apropiată de cea a lămpilor fluorescente, durata circa 24 000 ore, consum de energie electrică redus cu circa 33%, preţ de cost scăzut, iată caracteristicile acestui nou tip de lampă care va înlocui, probabil, actualele lămpi cu incandescenţă [5].

Şi la noi în ţară preocupările producătorilor de surse şi corpuri de iluminat s-au îndreptat către îmbunătăţirea calităţii şi a tehnologiei de fabricaţie a lămpilor electrice cu incandescenţă de uz general şi auto, a lămpilor cu vapori de mercur, a balasturilor şi corpurilor de iluminat cu lămpi fluorescente [6—19].

Îmbunătăţirea calităţii lămpilor cu vapori de mercur de joasă presiune (lămpi fluorescente) s-a realizat prin: a — creşterea eficacităţii luminoase şi îmbunătăţirea redării culorii; b — creşterea duratei de viaţă; c — reducerea gabaritelor pentru lămpi şi accesorii.

Se ştie că utilizarea lămpilor fluorescente în locul lămpilor cu incandescenţă duce la reducerea consumului de energie electrică cu 30% (vezi fig. 2).

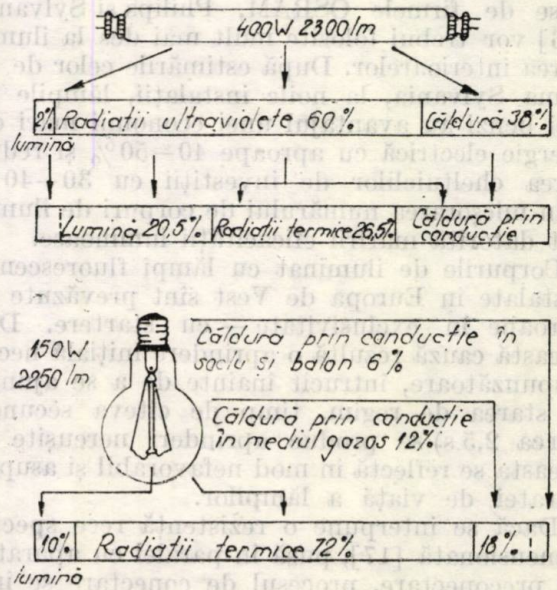


Fig. 2. Bilanţul energetic al unei lămpi fluorescente comparativ cu al unei lămpi cu incandescenţă.

În domeniul creşterii eficacităţii luminoase s-au obţinut cele mai importante rezultate prin îmbunătăţirile aduse luminoforilor. Deşi costul luminoforilor este încă ridicat, lămpile cu amestec „ticromatic" de luminofori [10] pot fi considerate economice deoarece eficacitatea luminoasă este cu 60% mai mare decît la lămpile

„lux" și se obține o economie de energie electrică cu circa 30%, la același nivel de iluminare, față de lămpile normale.

Creșterea temperaturii ambiante în corpuri la lămpile fluorescente normale peste valorile impuse ($\theta_a = 18-22°C$ și $O_{tub} = 40°C$) duce la [11] scăderea fluxului luminos al tubului cu circa 30%.

Pentru a preîntîmpina acest lucru, se introduce în lampa de construcție normală (în locul mercurului), amalgam de indiu, care lărgește intervalul de temperatură optimă, obținîndu-se la lămpile firmei OSRAM [12] scăderea fluxului față de θ_a optim (35°) este de numai 3%. Durata de viață a lămpilor fluorescente a crescut în ultima perioadă la circa 20 000 ore, unele lămpi Veriflux (Anglia) [13] avînd o durată de viață de 34 000 ore, în regim continuu de funcționare.

Un concurent al lămpilor cu incandescență, pentru iluminat casnic, îl reprezintă lampa fluorescentă compactă în formă de U[14] de gabarit mic, cu consum mic de luminofor, deci cu prețul de cost mai scăzut. Trebuie remarcată și folosirea vatei de sticlă la lămpile fluorescente de lungime normală, ceea ce permite dublarea puterii, menținîndu-se practic eficacitatea luminoasă corespunzătoare [15].

Lămpile floreuscente în 3 benzi, cu substanțe luminiscente îmbunătățite au mărit eficacitatea luminoasă la 85 lm/W. Aceste lămpi produse de firmele OSRAM, Philips și Sylvania [16] vor trebui folosite mult mai des la iluminarea interioarelor. După estimările celor de la firma Sylvania, la noile instalații, lămpile în trei benzi au avantajul unei economii mari de energie electrică cu aproape 40—50% și reducerea cheltuielilor de investiții cu 30—40% prin micșorarea numărului de corpuri de iluminat datorită măririi eficacității luminoase.

Corpurile de iluminat cu lămpi fluorescente instalate în Europa de Vest sînt prevăzute — aproape în exclusivitate — cu startere. Din această cauză rezultă o aprindere inițială necorespunzătoare, întrucît înainte de a se ajunge la starea de regim, timp de cîteva secunde (circa 2,5 s) se produc aprinderi nereușite și aceasta se reflectă în mod nefavorabil și asupra duratei de viață a lămpilor.

Dacă se interpune o rezistență rece special dimensionată [17], pusă în paralel cu aparatul de preconectare, procesul de conectare se îmbunătățește considerabil. Acesta decurge repede (circa 0,3 s), se menajează lămpile și nu se produc pîlpîiri. Pentru lămpile cele mai răspîndite (40 și 65 W), s-au dezvoltat elemente corespunzătoare de rezistență rece, cu denumirea de Sikafit.

Avantajele amintite ar putea să conducă la o folosire mai largă a lămpilor fluorescente și concomitent o economie de energie electrică. La noi în țară prin conceperea și introducerea în fabricație a unui nou tip de balast BCF 14 [18], realizat de Întreprinderea Romlux—Tîrgoviște în colaborare cu ICPE, cu dimensiuni și greutate reduse, se aduce o economie de materiale de aproximativ 18 lei/balast și 25 lei/corp de iluminat. Totodată, prin reducerea pierderilor pe balast cu 5—7 W, se reduce consumul de energie electrică în corpurile de iluminat.

La o producție de 1 mil. balasturi pe an se economisesc 18 mil. lei/an, la producătorul de balasturi și 25 mil. lei/an, la producătorul de corpuri de iluminat.

O altă măsură de economisire a energiei electrice este utilizarea iluminatului economic cu lămpi fluorescente de 14 W la holurile comune ale blocurilor de locuințe, la holurile hotelurilor, întreprinderilor, instituțiilor, spitalelor, policlinicilor etc., la paza de noapte a magazinelor. În această situație se obțin următoarele economii:

— economii prin reducerea cu 50% a consumului de energie electrică:

— durată de viață a lămpilor fluorescente de 6—9 ori mai mare față de cele cu incandescență;

— eficacitatea luminoasă se mărește de 3—4 ori.

Economiile aduse prin reducerea consumului de energie electrică (252 mil. kWh/an) și creșterea duratei de viață a lămpilor (72 mil. lei/an) împreună cu economiile de materiale constituie în cazul aplicării acestui sistem 193 mil. lei/an.

Față de balasturile inductive fabricate de ROMLUX—Tîrgoviște BIF 14 și CINESCOAPE — București BIA 14, acest nou tip de balast capacitiv BCF 14 prezintă multiple avantaje ce se pot vedea din tabelul 1.

Tabelul 1

Caracteristici tehnice (performanțe) ale balastului economic BCF 14, comparative cu balasturile din construcția actuală BIF 14 și BIA 14.

Tip balast / Performanțe	BIA 14	BIF 14	BCF 14
W_B, W	14	10,5	5,5
W_T, W	25,5—27	24—25	18—20
Greutate, kg	0,815	0,730	0,486
Preț cost, lei/buc	43	43	25
Încălzire, °C	95	85	55—60

Din figura 3 se pot observa dimensiunile de gabarit ale noului tip de balast față de soluțiile existente.

Cercetările efectuate ulterior la ICPE au materializat realizarea unor balasturi econo-

mice pentru puterile de 20,30 şi 40 W la care economiile de materiale şi de energie electrică sînt identice ca la cele de 14 W. În aceste condiţii economiile anuale aduse prin reducerea consumului de materiale şi energie electrică, prin utilizarea acestor balasturi economice, se vor ridica la circa 336 mil./lei an.

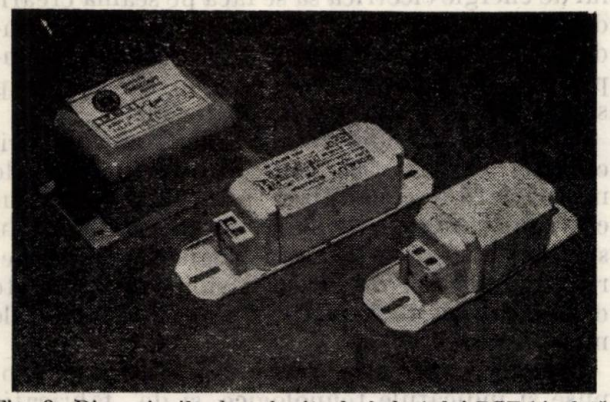


Fig. 3. Dimensiunile de gabarit ale balastului BCF 14, faţă de construcţiile actuale BIF 14 şi BIA 14.

Prin utilizarea unui balast [19] la mai multe puteri de lămpi (prin varierea tensiunii de alimentare) în standurile de durată a lămpilor LFA şi LVF de la întreprinderile ROMLUX—Tîrgovişte şi CINESCOAPE—Bucureşti, s-ar economisi circa 100 MWh/an energie electrică şi s-ar reduce importul de balasturi etalon cu circa 40 000 lei valută. Aceste economii se obţin pe baza micşorării pierderilor pe balast ce se pot observa din tabelul 2, în care se utili-

Tabelul 2

Performanţele balastului universal de 40 W pentru aprinderea lămpilor de 14 şi 20 W.

Balast utilizat	Tensiune de alimentare, V	W_T, W	W_{la}, W	W_B, W
BIF 14	220	24,8	15	10,8
BIA 14	220	26,8	14,2	14
40 W universal pentru 14 W	176	22	14,5	8
BIA 20	220	31,6	21	12,5
BIF 20	220	29,8	21,8	10
40 W universal pentru 20 W	172	26,8	20,8	6,9

zează un balast universal de 40 W pentru aprinderea lămpilor de 14 şi 20 W. Se observă că prin micşorarea pierderilor pe balast se reduce şi consumul de energie electrică, absorbit de la reţea, de 2,8—4,8 W, pentru lămpile de 14 W şi 3—5 W, pentru lămpile de 20 W.

O altă măsură din care rezultă economie de energie electrică este o amorsare economică a lămpilor electrice cu descărcare pentru iluminat public şi industrial (LVF-uri) [20].

Din figurile 2, 3, 4 se observă cît de important este fenomenul de aprindere pentru lămpile cu descărcare care, datorită unui curent de vîrf mare la aprindere, reduce durata de viaţă a lămpilor cu minimum 15%.

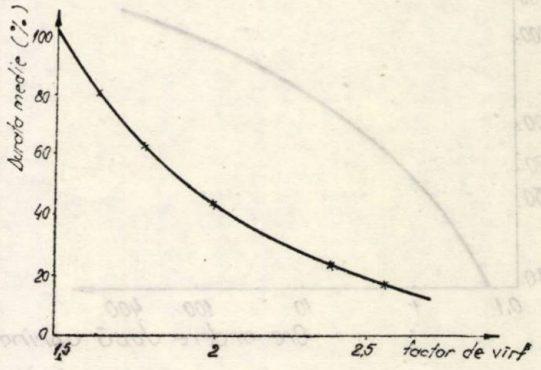


Fig. 4. Durata de viaţă a unei lămpi fluorescente de 40 W în funcţie de valoarea de vîrf a curentului.

Economiile aduse la nivelul ţării noastre prin reducerea consumului de energie electrică „folosind această metodă de amorsare economică" vor atinge aproape 6 milioane lei pe an.

Pentru îmbunătăţirea calităţii şi fiabilităţii unor produse din domeniul surselor de lumină, în cadrul Secţiei cercetare calitate a ICPE, au fost elaborate metode de încercare şi de calcul al fiabilităţii unor componente ale corpurilor de iluminat cu lămpi cu descărcare : condensatoare [21], lămpi LFA şi LVF [22], balasturi pentru lămpi cu descărcare de 20 şi 40 W [23], startere de 40 W [24].

Pentru încercarea balasturilor pentru lămpi electrice cu descărcare s-a propus o metodă de încercare [25] care nu mai foloseşte lămpi-balasturile fiind plasate în etuvă la tempera, tură, funcţionează la tensiunea de reglaj pentru

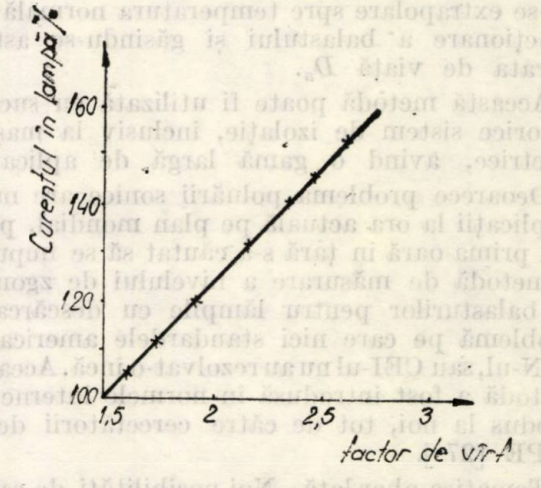


Fig. 5. Curentul efectiv al unei lămpi în funcţie de valoarea sa de vîrf.

care au fost proiectate. În lucrarea [26] se aduc importante contribuţii la determinarea unei temperaturi nominale t_w a unui sistem de izolaţie (în cazul de faţă balastul), prin încercări accelerate ale sistemului la 3—4 solicitări diferite în temperatură. Rezultatele experimen-

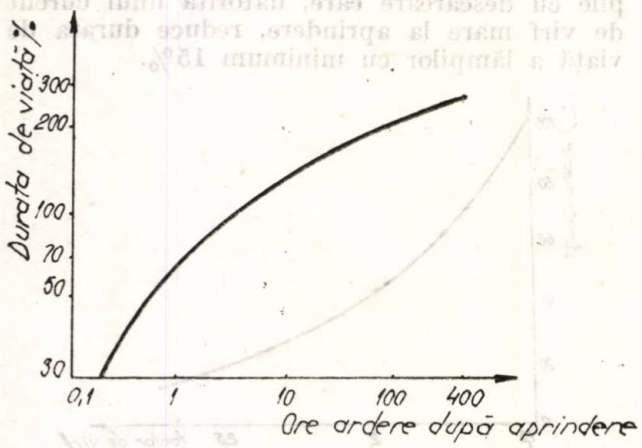


Fig. 6. Durata de viaţă a unei lămpi fluorescente în funcţie de aprinderi.

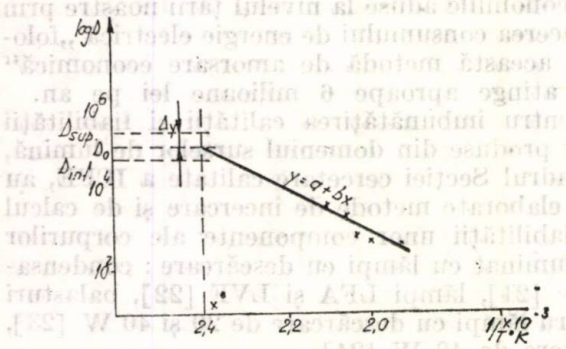


Fig. 7. Diagrama Arrhenius cu variaţia duratei de viaţă după dreapta de regresie.

tale se supun analizei prin regresie, bazate pe metoda celor mai mici pătrate, sau printr-o reprezentare grafo-analitică (fig. 7), făcîndu-se extrapolare spre temperatura normală de funcţionare a balastului şi găsindu-se astfel durata de viaţă D_n.

Această metodă poate fi utilizată cu succes la orice sistem de izolaţie, inclusiv la maşini electrice, avînd o gamă largă de aplicaţie.

Deoarece problema poluării sonice are mari implicaţii la ora actuală pe plan mondial, pentru prima oară în ţară s-a căutat să se impună o metodă de măsurare a nivelului de zgomot al balasturilor pentru lămpile cu descărcare, problemă pe care nici standardele americane, DIN-ul, sau CEI-ul nu au rezolvat-o încă. Această metodă a fost introdusă în normele interne de produs la noi, tot de către cercetătorii de la ICPE [27].

Tematica abordată „Noi posibilităţi de reducere a consumurilor de energie electrică şi de materiale, în domeniul surselor de lumină" reprezintă pe plan mondial şi la noi în ţară una dintre preocupările prioritare ale specialiştilor.

Rezolvarea acestei tematici a fost abordată de pe poziţiile menţinerii actualelor nivele de iluminare şi chiar prin îmbunătăţirea lor. S-au căutat noi soluţii prin care reducerea consumului de energie electrică să se facă pe seama creării de noi produse economice sau metode de aprindere economică a lămpilor cu descărcare, competitive pe plan mondial, care în acelaşi timp să reducă şi consumul de materiale.

Schimbul de idei în domeniul economisirii energiei electrice şi reducerii consumului de materiale s-a concretizat prin numeroase lucrări publicate în revistele de specialitate, sau susţinute la diverse simpozioane, prin numeroase propuneri de invenţii şi inovaţii, făcute de specialiştii de la ICPE şi din întreprinderile menţionate.

Se apreciază că prin soluţiile noi propuse şi indicaţiile tehnologice şi de fabricaţie privind îmbunătăţirea calităţii produselor din domeniul surselor şi corpurilor de iluminat, în ţara noastră se pot obţine importante economii prin reducerea consumurilor de materiale şi de energie electrică.

Tema cercetată reprezintă un exemplu de colaborare între cercetare şi producţie, respectiv între ICPE şi întreprinderile „Romlux" — Tîrgovişte, „Cinescoape" — Bucureşti, „Steaua Electrică" — Fieni, şi „ELBA" — Timişoara.

Bibliografie

[1] * * * Bull. CIE nr. 29, 1975.
[2] *Austin, B.R.* Traffic Eng. and Contr., nr. 6, 1976.
[3] *Hentschel, H.J.* Lichttechnik, nr. 7, 1975.
[4] *Dorrington, J.W.* Public Light, nr. 7, 1975.
[5] * * * Electr. Times, nr. 4370, 1976.
[6] *Ivanovici, C., Macrin, G.* Mijloace de îmbunătăţire a calităţii lămpilor electrice cu incandescenţă de uz general. Primul Simpozion de calitate al ICPE, 1977.
[7] *Ivanovici, C., Macrin, G.* Calitatea balasturilor fabricate în R.S.R. Primul Simpozion de calitate al ICPE, 1977.
[8] *Macrin, G., Ivanovici, C.* Noi posibilităţi de îmbunătăţire a calităţii lămpilor auto. Al II-lea Simpozion de calitate al ICPE, 1978.
[9] *Ivanovici, C.* Consideraţii asupra duratei de viaţă şi a calităţii unor elemente componente ale corpurilor de iluminat. Simpozionul de iluminat de la ELBA Timişoara, 1977.
[10] *Verstegen, I.M.* Light. Res. and Technol., nr. 1, 1974.
[11] *Verstegen, I.M.* Light Res. and Technol., nr. 6, 1974.
[12] * * * Mazda contact nr. 142, 1976.
[13] * * * Electr. Eng. nr. 2, 1976.
[14] * * * Lichttechnik nr. 5, 1976.
[15] * * * VDI — Nchr. nr. 19, 1976.
[16] * * * Noutăţi în domeniul surselor de lumină. Economie de energie printr-o mai înaltă eficienţă a iluminării. In: Licht. Techn. nr. 6, 1977.
[17] *Helmut, R.* Vorschalt-Kaltleiter Sikafit zum schönenden Schnellstart von Leuchtstofflampen.
[18] *Ivanovici, C., Boboc, E.* Nou tip de balast economic pentru lămpi fluorescente tubulare de 14 W. Al II-lea Simpozion de calitate al ICPE, 1978.
[19] *Ivanovici, C.* Balast universal. Al II-lea Simpozion de calitate al ICPE, 1978.

[20] *Ivanovici, C., Lupescu, G.* Metodă economică și schemă de amorsare a lămpilor electrice cu descărcare pentru iluminat public și industrial. Invenție ICPE nr. 13/I/78.
[21] *Riulescu, I., Ivanovici, C.* Încercări accelerate ale condensatoarelor cu hîrtie impregnată în ulei de c.a. In: Poștă și telecomunicații, nr. 8, 1971.
[22] *Arie, C.N., Ivanovici, C.* Unele contribuții la studiul duratei medii de viață a lămpilor de descărcare LFA și LVF. Al III-lea Simpozion de Fiabilitate București, 1971.
[23] *Ivanovici, C.* Încercări accelerate pentru stabilirea duratei medii de viață a balasturilor pentru lămpi fluorescente. In: EEA, nr. 3, 1975.
[24] *Ivanovici, C., Marinescu, M.* Metodă folosită la stabilirea fiabilității starterelor pentru lămpi fluorescente tubulare. În: EEA nr. 6, 1976.
[25] *Ivanovici, C.* Metodă de verificare a anduranței la balasturile pentru lămpi cu descărcare. Invenție ICPE, 1974.
[26] *Ivanovici, C.* Contribuții la determinarea temperaturii nominale maxime a balasturilor fără marcaj de temperatură. In: EEA nr. 2, 1976.
[27] *Ivanovici, C., Sârbu, M.* Contribuții la determinarea unei metode de măsurare a nivelului de zgomot la balasturile pentru lămpi fluorescente. In: EEA nr. 7—8, 1974.

CZ 621.316.545.048.8.681.142

SEPARATOARE DE SARCINĂ
HEXAFLUORURĂ DE SULF
CALCULATOR NUMERIC

Simularea unor procese cinematice și gazodinamice din aparate de comutație de înaltă tensiune

MIMI SASU, CRISTIAN TRAIAN BÂRCĂ, AUGUSTIN MATEI* — București

1. Prezentarea problemei

Aparatele de comutație mecanice se realizează prin unirea funcțională a două mari subansamble: calea de curent cu dispozitivul de stingere a arcului electric și mecanismul de acționare. În această legătură determinant este primul subansamblu, funcție de care se stabilesc condițiile pentru cel de al doilea. Dintr-un astfel de punct de vedere, mecanismul are, în general, misiunea mișcării contactelor iar, în unele cazuri, contribuie la realizarea suflajului arcului electric.

Cele mai complicate condiții se impun mecanismelor care mișcă contactul și asigură presiunea fluidului de suflaj al arcului electric, dublă funcțiune care implică la proiectare combinarea în calcul a mărimilor cinematice cu cele gazodinamice. Aceste mecanisme sînt destinate acționării întreruptoarelor cu aer comprimat sau cu hexafluorură de sulf (SF_6), precum și separatoarelor de sarcină care utilizează aceleași medii de atingere.

Complicațiile constructive și costul ridicat al unor astfel de mecanisme sînt factorii care măresc mult importanța calculelor de dimensionare și determină abordarea cît mai amănunțită a fenomenologiei în calcule. Aparatul de calcul fiind complex și avîndu-se în vedere și variația în timp a majorității mărimilor fizice, rezultă ca necesară utilizarea calculatoarelor electronice pentru analiza unui număr mare de variante posibile și alegerea celei optime.

În general, calculul mecanismelor din aparatele cu autocompresie se efectuează la deschidere în două etape:

— calculul cinematic și gazodinamic fără prezența arcului electric de deconectare;

— luarea în considerație a influenței reciproce dintre arcul electric și gaz.

În figura 1 este prezentată schița mecanismului separatorului de sarcină, cu indicarea prin-

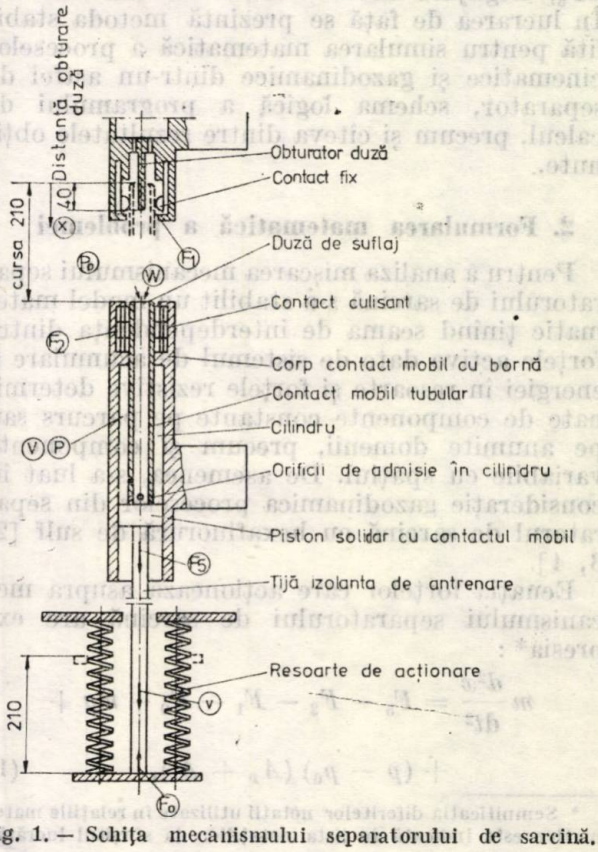


Fig. 1. — Schița mecanismului separatorului de sarcină.

* Dr. ing. *Mimi Sasu* și ing. *Cristian Traian Bârcă* sînt cercetători științifici principali, iar *Augustin Matei* este inginer în Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) — București.

cipalelor mărimi de calcul. Aparatul are asigurat suflajul prin diferența dintre presiunea gazului din incintă și presiunea micșorată într-un cilindru, ca urmare a mișcării contactului mobil care constituie și pistonul. În vederea unui suflaj eficient se urmărește ca la o presiune relativ mică în incintă să se obțină o cădere de presiune cît mai mare în duza de suflaj aflată la capătul contactului mobil, deplasat prin detenta unor resoarte armate, în prealabil, cu un motor electric (sistem cu acumulare de energie).

Întrucît răcirea arcului electric are loc în special prin convecție, viteza gazului în duză trebuie să fie mare, fapt pentru care se va asigura o cădere de presiune cît mai mare, mai ales la separarea contactelor. În acest sens, s-a propus obturarea parțială a duzei, pînă în momentul separării contactelor, cu o tijă care are și rolul preluării piciorului de arc electric. Această propunere a fost inclusă în calculele efectuate cu metoda prezentată în continuare. Calculele sînt astfel justificate, cu atît mai mult cu cît orice complicație constructivă trebuie să conducă la efecte majore, favorabile stingerii arcului electric și avînd în vedere faptul că separatorul de sarcină nu trebuie să atingă costuri ridicate (similare întreruptoarelor).

În lucrarea [1] s-au prezentat succint rezultatele unei cercetări efectuată cu ajutorul unui calculator numeric, în scopul realizării unui separator de sarcină de înaltă tensiune cu SF_6, neglijînd arcul electric de deconectare. În lucrarea de față se prezintă metoda stabilită pentru simularea matematică a proceselor cinematice și gazodinamice dintr-un astfel de separator, schema logică a programului de calcul, precum și cîteva dintre rezultatele obținute.

2. Formularea matematică a problemei

Pentru a analiza mișcarea mecanismului separatorului de sarcină s-a stabilit un model matematic ținînd seama de interdependența dintre forțele active date de sistemul de acumulare a energiei în resoarte și forțele rezistive determinate de componente constante pe parcurs sau pe anumite domenii, precum și componente variabile cu spațiul. De asemenea, s-a luat în considerație gazodinamica proceselor din separatorul de sarcină cu hexafluorură de sulf [2, 3, 4].

Ecuația forțelor care acționează asupra mecanismului separatorului de sarcină are expresia* :

$$m\frac{d^2x}{dt^2} = F_5 - F_2 - F_1 - F_0 + mg + (p - p_0)(A_p + A_g), \quad (1)$$

* Semnificația diferitelor notații utilizate în relațiile matematice este indicată în lista notațiilor, la sfîrșitul lucrării.

unde :

— forța activă a resortului F_5 este definită de relația :

$$F_5(x) = F_{05} - K_r x; \quad (2)$$

— forța de frecare dintre contactele mobil și culisant, F_2, este constantă în domeniul $x \in (0, L)$;

— forța de frecare dintre contactele mobil și fix, F_1, se consideră constantă în domeniul $x \in (0, l)$:

$$F_1(x) = \begin{cases} F_{11} = F_2, & \text{pentru } 0 \leqslant x \leqslant l, \\ 0 \quad\quad , & \text{pentru } l < x \leqslant L; \end{cases}$$

— forța rezistentă F_0, datorată forțelor de frecare în cilindru, în lagăre, cu gazul și datorată contrapresiunii pe piston, se consideră constantă și anume : $F_0 \cong 0{,}5F_{11}$;

— greutatea echipajului mobil, mg, este cunoscută;

— forța datorată absorbției, $(p-p_0)(A_p+A_g)$, este o mărime variabilă în funcție de timp.

Presiunea p în cilindru este dependentă de densitatea ρ a gazului în interiorul cilindrului, conform relației aproximative [5] :

$$p(t) \cong \rho(RT - \gamma\rho + \eta\rho^2), \quad (3)$$

unde :

$$\rho(t) = \frac{M(t)}{V(t)}. \quad (4)$$

Volumul de gaz în interiorul cilindrului are expresia :

$$V(t) = V_0 + A_p x(t), \quad (5)$$

iar masa de gaz în interiorul cilindrului este definită de relația :

$$M(t) = M_0 + \int_0^t D(t)\, dt. \quad (6)$$

Presupunînd că regimul de curgere a gazului este subcritic, debitul masic $D(t)$ al gazului prin duză, respectiv masa de gaz care trece în unitatea de timp prin secțiunea duzei este funcție de raportul dintre presiunea p din interiorul cilindrului și presiunea p_0 din incinta aparatului [6] :

$$D(t) = \mu S \sqrt{\frac{2k}{k-1} p_0\rho_0} \sqrt{\left(\frac{p}{p_0}\right)^{\frac{2}{k}} - \left(\frac{p}{p_0}\right)^{\frac{k+1}{k}}}, \quad (7)$$

unde secțiunea S de intrare a gazului în duză variază în limitele :

$$S(x) = \begin{cases} A_d - A_t, & \text{pentru } 0 \leqslant x \leqslant l, \\ A_d \quad\quad , & \text{pentru } l < x \leqslant L, \end{cases}$$

iar coeficientul variabil μ ia valorile :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0{,}4 & , \text{ pentru } 0 \leqslant x \leqslant l, \\ 0{,}9 & , \text{ pentru } l < x \leqslant L. \end{cases}$$

În sfîrşit, pentru viteza w de scurgere a gazului prin duză s-a dedus formula :

$$w(t) = \frac{D}{\rho S}. \qquad (8)$$

i

Pe baza ecuaţiilor prezentate mai înainte şi ţinînd seama de mărimile a căror variaţie în funcţie de timp se urmăreşte să se determine şi anume : deplasarea $x(t)$ a pistonului faţă de poziţia iniţială, viteza $v(t)$ de deplasare a pistonului, viteza $w(t)$ de scurgere a gazului prin duză, presiunea $p(t)$ a gazului în cilindru şi diferenţa de presiune $\Delta p(t)$ dintre presiunea din incinta aparatului şi cea din interiorul cilindrului, s-a stabilit, în final, următorul model matematic.

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= v, \\ \frac{dv}{dt} &= K_{10}(x) - K_{11}x + K_{12}p, \\ \frac{dM}{dt} &= D, \\ p &= (K_{13} - \gamma\rho + \eta\rho^2), \qquad (9) \\ \rho &= \frac{M}{V}, \\ V &= V_0 + A_p x, \\ D &= K_D(x)\sqrt{\exp.\left[K_{14}\ln\left(\frac{p}{p_0}\right)\right] - \exp.\left[K_{15}\ln\left(\frac{p}{p_0}\right)\right]}, \\ w &= \frac{D}{\rho S}, \\ \Delta p &= p_0 - p. \end{aligned}$$

Coeficienţii care intervin în sistemul de ecuaţii (9) au următoarele expresii :

$$K_{10}(x) = \frac{F_{05} - F_2 - F_0 - p_0(A_p + A_g)}{m} + g - \frac{F_1(x)}{m};$$

$$K_{11} = \frac{K_r}{m}; \quad K_{12} = \frac{A_p + A_g}{m}; \quad K_{13} = RT; \qquad (10)$$

$$K_{14} = \frac{2}{k}; \quad K_{15} + \frac{k+1}{k};$$

$$K_D(x) = \mu(x)\, S(x) \sqrt{\frac{2k}{k-1} p_0 \rho_0},$$

iar condiţiile iniţiale la $t = 0$ sînt :

$$x(0) = 0; \; v(0) = 0; \; M(0) = M(\rho(p(0))), \qquad (11)$$

unde :

$$p(0) = p_0 = 1,\ 2{,}5;\ 3;\ 3{,}5 \text{ bar.}$$

3. Metoda de calcul

Sistemul de ecuaţii (9) are un caracter mixt, fiind format din ecuaţii diferenţiale ordinare de ordinul I şi din ecuaţii algebrice. Întrucît el nu poate fi rezolvat prin calcul analitic, s-a adoptat o metodă numerică de calcul şi anume metoda Runge-Kutta, varianta Simson [7].

Algoritmul de rezolvare este ilustrat în schema logică de program din figura 2. Programul de calcul, întocmit pentru un calculator numeric WANG 600, are 700 instrucţiuni care ocupă 88 registre de memorie, alte 70 registre de memorie fiind ocupate de datele şi registrele de lucru ; se utilizează astfel aproximativ 65% din memoria calculatorului [8].

Circulaţia informaţiei în sistemul de calcul este ilustrată în schema logică de sistem din figura 3. Datele de intrare se introduc prin tastatură numerică, iar extragerea rezultatelor de calcul se poate face atît pe display, cît şi pe imprimantă. Caseta magnetică a fost folosită pentru memorarea programului.

4. Date de intrare şi rezultatele obţinute

În tabelul 1 sînt prezentate valorile mărimilor constante care intervin în structura modelului matematic stabilit, iar tabelul 2 conţine valorile impuse pentru parametrii p_0, ρ_0, şi M_0.

Tabelul 1

Date de calcul

F_{05} [N]	F_2 [N]	K_r [N/m]	m [Kg]	g [m/s²]	R [J/Kg°K]	T [°K]	γ —	η —	k —
2120	115	10	7,374	9,81	56,9	293	74,954	0,54501	1,088

V_0 [m³]	A_p [m²]	A_g [m²]	A_d [m²]	A_t [m²]	l [m]	L [m]
$113{,}3 \cdot 10^{-6}$	$25{,}92 \cdot 10^{-4}$	$3{,}141 \cdot 10^{-4}$	$0{,}7854 \cdot 10^{-4}$	$0{,}5027 \cdot 10^{-4}$	0,04	0,21

Tabelul 2

Variante de calcul

p_0 [bar]	1	2,5	3	3,5
ρ_0 [Kg/m³]	6,191	15,34	19,46	22,97
M_0 [Kg]	$0{,}6983 \cdot 10^{-3}$	$1{,}738 \cdot 10^{-3}$	$2{,}205 \cdot 10^{-3}$	$2{,}603 \cdot 10^{-3}$

Pe baza metodei de calcul expuse mai înainte s-au determinat caracteristicile de variaţie în timp a deplasării şi a vitezei de deplasare

a pistonului, a presiunii gazului în cilindru şi a vitezei de scurgere a gazului în duză, precum şi a diferenţei dintre presiunea din incinta aparatului şi cea din interiorul cilindrului, pentru anumite valori ale presiunii iniţiale a gazului în piston. Dintre rezultatele de calcul obţinute cu ajutorul calculatorului numeric în diferite variante de calcul, în figura 4 se prezintă pentru exemplificare o familie de curbe obţinute în cazul $p_0 = 1$ bar.

De asemenea, s-au determinat caracteristicile de variaţie a presiunii gazului în cilindru şi a diferenţei dintre presiunea exterioară şi presiunea interioară a pistonului, în funcţie de deplasarea acestuia faţă de poziţia iniţială. Figura 5 redă curbele corespunzătoare cazului $p_0 = 1$ bar.

În general, calculele efectuate au scos în evidenţă rolul important al obturării duzei contactului mobil înainte de separarea contactelor. Prin aceasta, pe o porţiune de 20% din cursă se obţine o cădere de presiune de pînă la 40% din presiunea p_0. Avînd în vedere şi saltul mare, de la simplu la dublu, al vitezei de scurgere a gazului, se consideră justificată

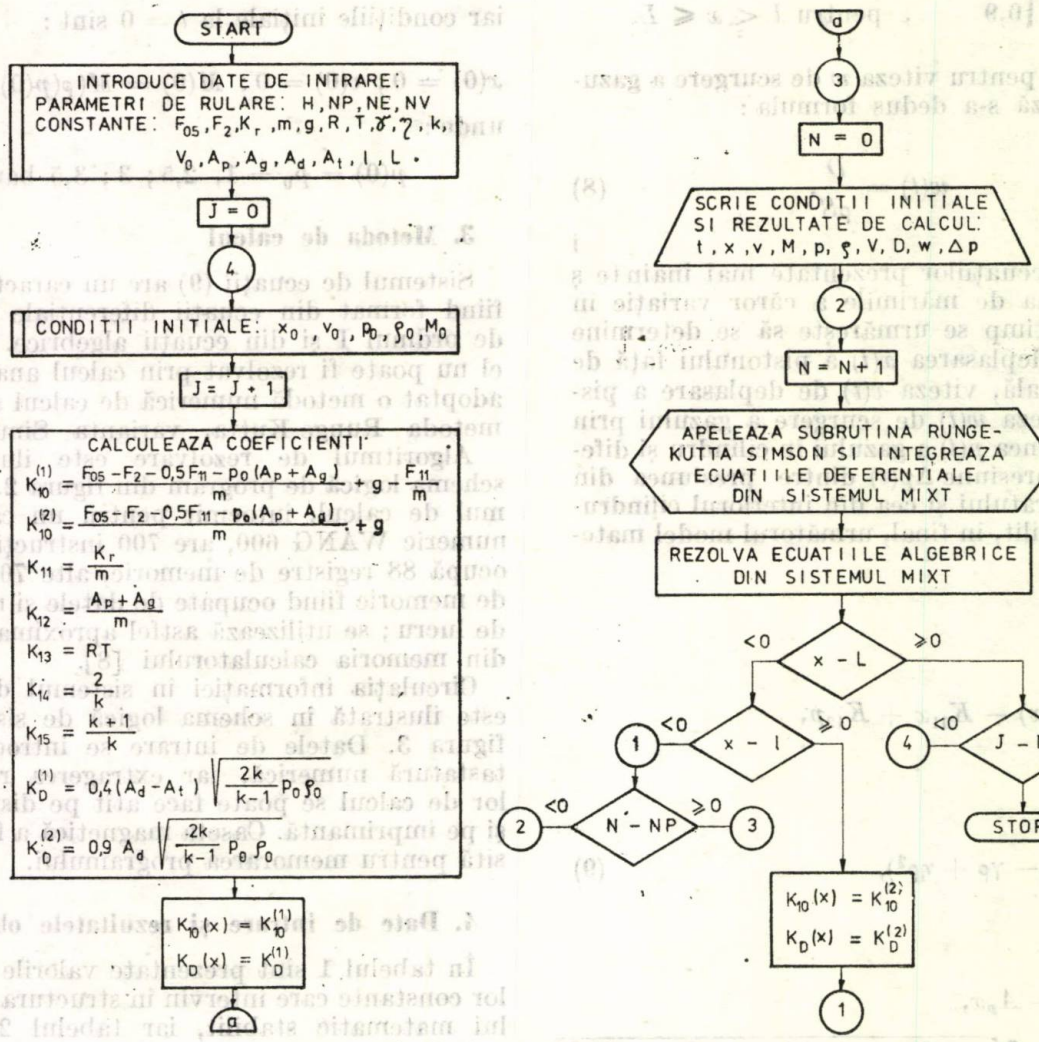


Fig. 2 — Schema logică a programului de calcul.

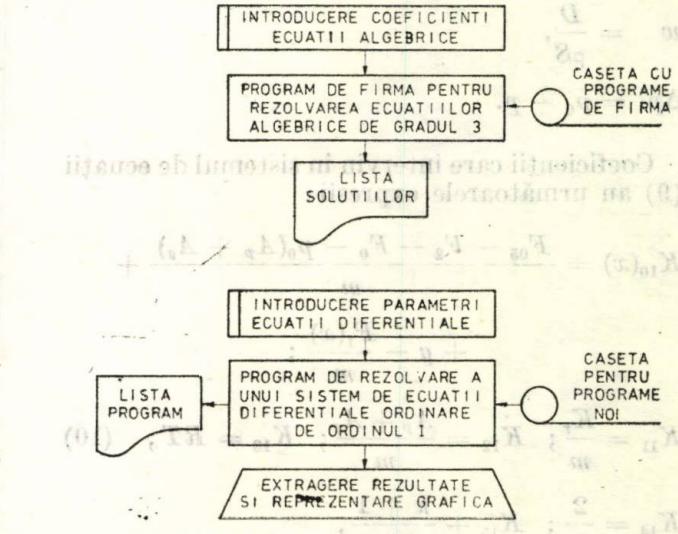


Fig. 3 — Schema logică de sistem.

complicația constructivă legată de obturarea duzei.

Se constată o oscilație a presiunii în cilindru, ca urmare a deschiderii bruște a duzei. Amplitudinea oscilației este foarte mică, deci,

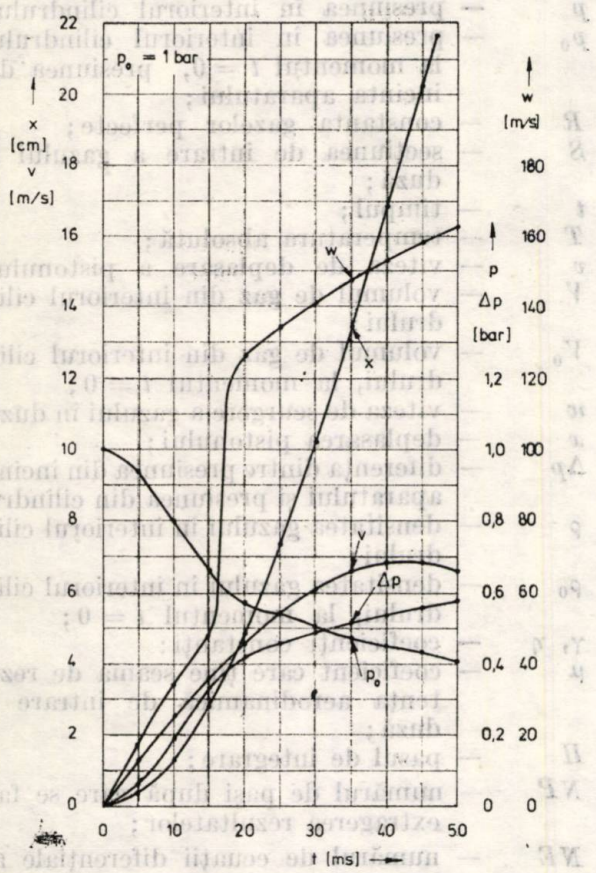


Fig. 4 — Caracteristici de variație în funcție de timp.

nu conduce la efecte de refulare. Oscilații similare se observă și în variația vitezei gazului, dar efectul este indicat să se analizeze numai după efectuarea calculelor în prezența arcului electric.

Posibilitatea analizei funcție de presiunea p_0 a celorlalte mărimi furnizate de calculator permite observația că oscilațiile care apar în curbele presiunii și ale vitezei gazului cresc cu presiunea, fapt explicat de salturile acestor mărimi, care cresc și ele în valoare absolută. Din curbe rezultă că viteza pistonului și suprafața sa asigură creșterea vitezei gazului și după deschiderea duzei, dar cu o accelerație mult mai mică.

În figura 6 se prezintă caracteristicile de variație în funcție de presiunea p_0 a mărimilor $\Delta p(p_0)$ și $w(p_0)$ pentru o deplasare a pistonului $x = 4$ cm. Analizînd mărimea Δp în punctul $x = 4$ cm se constată că influența presiunii p_0 este foarte mare asupra valorii sale absolute, dar raportul $\Delta p/p_0$ este practic constant (circa 0,4), depinzînd, deci, numai de geometria sistemului. Acest fapt este important deoarece scoate în evidență posibilitatea influențării stingerii arcului electric prin simpla variație a presiunii p_0 din incinta aparatului, cu ocazia încercărilor de laborator ale modelelor.

Foarte important este faptul că viteza gazului w scade foarte puțin la creșterea substan-

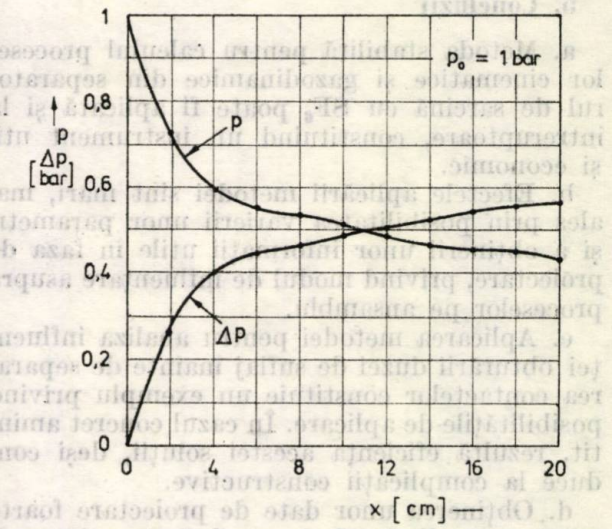


Fig. 5 — Caracteristici de variație în funcție de deplasarea pistonului.

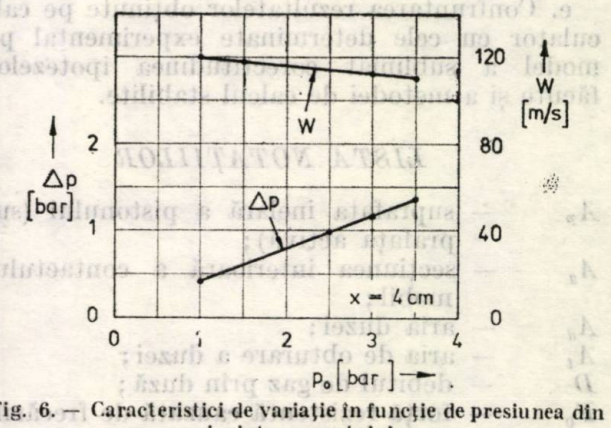


Fig. 6. — Caracteristici de variație în funcție de presiunea din incinta aparatului.

țială a presiunii p_0, așa cum se poate vedea în figura 6. Observația este utilă la reglarea debitului de gaz pentru suflaj, care se poate face în special cu secțiunea duzei, cînd se cer limite mari de variație și nu variază presiunea p_0 care acționează numai prin schimbarea densității gazului.

Urmărind influența presiunii p_0 asupra cinematicii mecanismului, rezultă că prin creșterea ei se reduce viteza v de mișcare a contactului mobil, dar într-o mică măsură. Astfel, crescînd presiunea p_0 de 3,5 ori, viteza mecanismului scade cu numai 20%. Se constată, deci, că se poate regla stingerea arcului în limite largi fără a modifica esențial duratele de acționare.

În sfîrșit, din curba $v(t)$ rezultă că destinderea completă a resoartelor mecanismului de

acționare asigură un început de frînare a mișcării contactului la sfîrșitul cursei și deci, utilizarea eficientă a energiei acumulate. Valoarea finală ridicată a vitezei v indică necesitatea unui sistem de amortizare.

5. Concluzii

a. Metoda stabilită pentru calculul proceselor cinematice și gazodinamice din separatorul de sarcină cu SF_6 poate fi aplicată și la întreruptoare, constituind un instrument util și economic.

b. Efectele aplicării metodei sînt mari, mai ales prin posibilitatea varierii unor parametri și a obținerii unor informații utile în faza de proiectare, privind modul de influențare asupra proceselor pe ansamblu.

c. Aplicarea metodei pentru analiza influenței obturării duzei de suflaj înainte de separarea contactelor constituie un exemplu privind posibilitățile de aplicare. În cazul concret amintit, rezultă eficiența acestei soluții, deși conduce la complicații constructive.

d. Obținerea unor date de proiectare foarte exacte este limitată de posibilitatea determinării unor coeficienți și a cuantificării efectelor secundare (frecare, rezistențe aerodinamice etc.)

e. Confruntarea rezultatelor obținute pe calculator cu cele determinate experimental pe model a subliniat corectitudinea ipotezelor făcute și a metodei de calcul stabilite.

LISTA NOTAȚIILOR

A_p — suprafața inelară a pistonului (suprafața activă);
A_g — secțiunea interioară a contactului mobil;
A_d — aria duzei;
A_t — aria de obturare a duzei;
D — debitul de gaz prin duză;
F_0 — forță rezistentă cauzată de frecările mecanismului cu gazul, plus contrapresiunea pe piston;
F_{05} — forța de compresiune inițială a resortului;
F_1 — forța de frecare dintre contactele mobil și fix;
F_{11} — valoarea constantă a lui F_1 pentru $0 < x \leqslant l$;
F_2 — forța de frecare dintre contactele mobil și culisant;
F_5 — forța activă a resortului;
g — accelerația gravitațională;
k — constanta adiabatică a gazului;
K_r — constanta resortului;
l — distanța pe care se face obturarea duzei;
L — cursa pistonului;
m — masa echipajului mobil;
M — masa de gaz din interiorul cilindrului;
M_0 — masa de gaz din interiorul cilindrului, la momentul $t = 0$;
p — presiunea în interiorul cilindrului;
p_0 — presiunea în interiorul cilindrului, la momentul $t = 0$, presiunea din incinta aparatului;
R — constanta gazelor perfecte;
S — secțiunea de intrare a gazului în duză;
t — timpul;
T — temperatura absolută;
v — viteza de deplasare a pistonului;
V — volumul de gaz din interiorul cilindrului;
V_0 — volumul de gaz din interiorul cilindrului, la momentul $t = 0$;
w — viteza de scurgere a gazului în duză;
x — deplasarea pistonului;
Δp — diferența dintre presiunea din incinta aparatului și presiunea din cilindru;
ρ — densitatea gazului în interiorul cilindrului;
ρ_0 — densitatea gazului în interiorul cilindrului, la momentul $t = 0$;
γ, η — coeficienți constanți;
μ — coeficient care ține seama de rezistența aerodinamică de intrare în duză;
H — pasul de integrare;
NP — numărul de pași după care se face extragerea rezultatelor;
NE — numărul de ecuații diferențiale ale sistemului;
NV — numărul de variante de calcul.

Bibliografie

[1] *Bârcă, C.T., Sasu, M., Matei, A.*: Analiza mișcării mecanismelor în aparate de comutație de înaltă tensiune. Comunicare prezentată la „Sesiunea de comunicări tehnico-științifice 1978", organizată de ICP Electroputere și Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova. Craiova, 2—4 iunie 1978.

[2] *Kukekov, G.A.*: Vikliuciateli peremennovo toka i visokovo napriajeniia. Editura Energia, Leningrad, 1972

[3] *Teirov, E.M.*: Vozdușnie vikliuciateli visokovo napriajeniia. Editura Gosenergoizdat, Moscova, 1957.

[4] *Hortopan, G.*: Aparate electrice. Ed. 2-a, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.

[5] * * * Hexafluorura de sulf. Prospect, firma Montecatini Edison s.p.a., 1972.

[6] *Pozdniakov, K.A.*: Rasciot gazdinamiceskih harakteristik avtopneumaticeskovo elegazovovo dugogasitelinovo ustroistva. In: Elektrotehnika, nr. 6, 1975, p. 12—16.

[7] *Lapidus, L., Seinfeld, I.*: Numerical solution of ordinary differential equations. Academic Press, New York, London, 1971.

[8] * * * WANG 600 Series. Reference Manual with Programming. Wang Laboratories, Inc., 1972, 203p.

CZ 523.72

CELULE SOLARE
TEHNOLOGII
MODULE

Celule solare cu siliciu monocristalin şi interconectarea lor în module

STELIAN NAN, MIHAI NEGREANU, ŞTEFAN VASILE, GHEORGHE BĂLUŢĂ * — Bucureşti

Introducere

Conversia energiei luminii solare prin efect fotovoltaic reprezintă unul din modurile importante de utilizare a acestui uriaş izvor de energie. Celulele solare, construite în acest scop, utilizează ca materiale de bază siliciul şi compuşi de tipul $A^{II}B^{VI}$, $A^{III}B^{V}$, $A^{IV}B^{IV}$. Randamentul de conversie, stabilitatea în timp a dispozitivelor, problemele tehnologice de realizare, cuplate cu preţul de cost sînt principalii factori ce diferenţiază celulele solare obţinute pe diverse materiale. Randamentele de conversie cele mai mari se obţin la structurile realizate pe GaAs şi pe Si monocristalin. Costul ridicat al celulelor cu GaAs, datorat, în special, materialului, face ca atenţia cercetătorilor şi a producătorilor să se concentreze mai mult asupra celulelor solare cu siliciu.

Celulele solare cu siliciu monocristalin sînt structuri de tipul p^+n sau n^+p cu arie mare destinate utilizărilor spaţiale sau terestre. Utilizarea celulelor solare în exteriorul atmosferei (condiţii *AMO*) necesită o rezistenţă mărită la acţiunea radiaţiilor cosmice şi o adaptare corespunzătoare spectrului solar *AMO*, în timp ce utilizarea la nivelul solului implică o bună adaptare la spectrul solar *AM1* şi protejarea dispozitivului la acţiunea mediului înconjurător prin pasivare şi încapsulare adecvată.

Parametrul principal ce defineşte calitatea unei celule solare este randamentul de conversie. În cazul celulelor cu siliciu monocristalin randamentul teoretic maxim este de 26,4%, practic valoarea sa fiind în jur de 15% [1]. Utilizarea unor strate antireflectante adecvate sau a unor suprafeţe de siliciu texturizate au dus la obţinerea unor randamente de 18% [2], randamente ce nu se obţin însă la ora actuală în producţia de serie.

I. Consideraţii teoretice

Randamentul de conversie al unei celule solare depinde de valoarea curentului de scurtcircuit I_{SC}, de valoarea tensiunii de circuit deschis V_{OC} şi de factorul de umplere F:

$$\eta = \frac{I_{SC} \cdot V_{OC} \cdot F}{P_0}, \quad (1)$$

P_0 fiind puterea radiantă incidentă pe suprafaţa activă.

Obţinerea unor randamente de conversie ridicate implică, deci, realizarea unor valori cît mai mari, la o putere incidentă dată a mărimilor ce apar la numărătorul relaţiei (1).

La o intensitate dată a luminii incidente fotocurentul generat de un dispozitiv fotovoltaic depinde puternic de:

— coeficientul de absorbţie al materialului semiconductor;

— adîncimea la care are loc fotogenerarea purtătorilor;

— coeficientul de reflexie al suprafeţei active;

— rezistenţa serie a dispozitivului.

Valoarea coeficientului de absorbţie se modifică puţin ca urmare a procesării siliciului în vederea realizării celulelor solare şi trebuie observat că procesarea nu îşi poate propune ameliorarea lui.

Spectrul larg al luminii solare face ca fotogenerarea purtătorilor să se producă în toată masa siliciului utilizat (radiaţiile ultraviolete sînt absorbite într-un strat de 0,1 μm, siliciul devenind, practic, transparent pentru lungimi de undă mai mari de 1,1 μm. Din acest motiv adîncimea joncţiunii trebuie aleasă astfel încît să permită o colectare optimă a purtătorilor fotogeneraţi.

Suprafaţa siliciului reflectă în medie 35% din lumina solară incidentă, această reflexie putînd fi redusă sub 10% prin acoperirea suprafeţei active a dispozitivului cu un strat dielectric antireflectant (*AR*).

Rezistenţa serie se compune din: rezistenţa stratului difuzat; rezistenţa materialului de bază; rezistenţa de contact metal-semiconductor şi rezistenţa proprie a contactelor. Micşorarea ei impune utilizarea unor grile metalice colectoare şi realizarea unor contacte cu ohmicitate cît mai bună. Rezistenţa serie este cu atît mai mică cu cît numărul grilelor colectoare creşte, această creştere avînd însă ca efect micşorarea suprafeţei fotosensibile.

II. Experimentări tehnologice

Pentru obţinerea informaţiilor tehnologica necesare realizării celulelor solare s-au realizat dispozitive test de tip p^+n pe siliciu monocristalin cu $\rho = 5$ ohm.cm, urmărindu-se influenţe

* Autorii sînt ingineri cercetători la I.C.C.E. — Bucureşti

adîncimii joncțiunii și a stratului antireflectant asupra valorilor parametrilor optoelectrici.

Studiul influenței adîncimii joncțiunii s-a făcut pe patru loturi de asemenea dispozitive, măsurătorile fiind efectuate la o iluminare de 5 klx (sursa de lumină folosită: bec cu incandescență cu temperatura de culoare de 2 856°K). Concentrația de suprafață a borului a fost $C_S \sim 10^{20}$ cm^{-3}, toate loturile avînd ca strat AR bioxidul de siliciu (SiO_2). Rezultatele măsurătorilor efectuate asupra acestor loturi sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

Lotul / Parametrul	1	2	3	4
x_j, μm	0,93	1,40	1,70	2,80
I_{SC}, μA/mm^2	13,65	15,20	15,92	14,40
V_{OC}, mV	326	420	435	420

Se observă că la $x_j = 1{,}7$ μm atît curentul de scurtcircuit, cît și tensiunea de circuit deschis prezintă cele mai mari valori.

Punerea în evidență a efectului diferitelor straturi AR s-a făcut pe patru loturi de dispozitive cu $x_j = 1{,}7$ μm, măsurătorile parametrilor optoelectrici fiind efectuate în aceleași condiții ca la loturile 1—4. Rezultatele obținute sînt date în tabelul 2.

Tabelul 2

Lotul	5	6	7	8
Strat AR	FĂRĂ	SiO_2	SiO	Si_3N_4
I_{SC}, μA/mm^2	14,40	16,00	17,34	16,47

Se observă că cea mai mare creștere a curentului de scurtcircuit a fost obținută în cazul utilizării ca strat AR a SiO.

S-a considerat util un test suplimentar pentru a se elimina eventualele erori cauzate de diferențele inerente ce există între structurile realizate pe plachete diferite. Acesta a constat în înlăturarea prin corodare chimică a stratului AR la loturile 6 și 7 și remăsurarea curentului de scurtcircuit. Rezultatele obținute confirmă concluzia anterioară și anume eficacitatea mai mare a stratului AR de SiO.

Concluziile reieșite din aceste experimente au permis definitivarea tehnologiei de realizare a celulelor solare ROL 41. Acestea sînt structuri de tip p^+n, realizate pe siliciu monocristalin cu rezistivitatea de 5 ohm.cm, avînd adîncimea joncțiunii de 1,7 μm. Metalizarea a fost realizată cu un strat triplu Al—Cu—Sn. Pe suprafața fotosensibilă sînt dispuse 7 grile colectoare, aria activă fiind de aproximativ 3,6 cm^2 (fig. 1). Celulele solare ROL 41 sînt încapsulate în capsule speciale din policarbonat (fig. 2), proiectarea și realizarea acestora fiind făcută de autori. Spațiul dintre partea activă a structurii și suprafața transparentă a capsulei de policarbonat este destinat introducerii unui gel dielectric cu funcționalități multiple. El permite o bună adaptare a indicilor de refracție, asigurînd în același timp o bună poziționare și fixare elastică a structurii, precum și o disipare termică adecvată. Transparența laterală a capsulei în zona structurii conduce la o pronunțată nedirectivitate a dispozitivului.

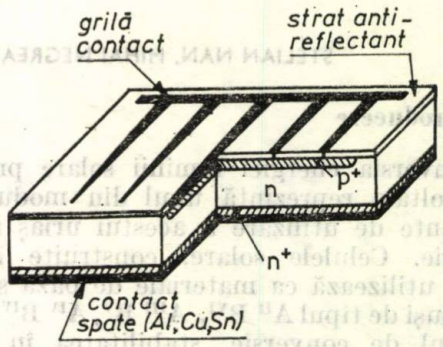


Fig. 1 — Structura celulei solare ROL 41.

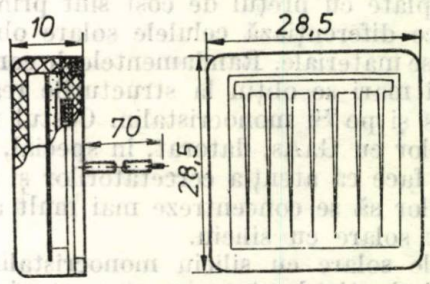


Fig. 2 — Aspectul celulei solare ROL 41 încapsulată.

III. Performanțele celulelor solare ROL 41 și intercone ctarea lor în module

Celulele solare realizate au fost testate atît în condiții de laborator, cît și în condițiile iluminării naturale la nivelul mării. Testarea în laborator s-a efectuat folosind ca sursă de lumină un bec cu incandescență cu $T_C = 2\,856$°K, corespunzător normei A de iluminare a CIE. La o iluminare de 1 klx celulele solare ROL 41 debitează un curent de scurtcircuit mai mare de 3 mA și generează o tensiune de circuit deschis mai mare de 400 mV.

În condițiile iluminării naturale la nivelul mării (90 mW/cm^2) tensiunea de circuit deschis are valori mai mari de 500 mV, curentul de scurtcircuit depășind 100 mA. O caracteristică I—V tipică trasată în aceste condiții este prezentată în figura 3. Factorul de umplere F, calculat pe baza acestor date, are valoarea de 0,76, randamentul de conversie fiind de aproximativ 13%.

Obținerea unor generatoare electrice, bazate pe efect fotovoltaic, cu putere mare la ieșire implică asamblarea celulelor solare în module. Asamblarea se poate face prin legarea celulelor în serie, paralel sau mixt, în funcție de necesitățile de utilizare.

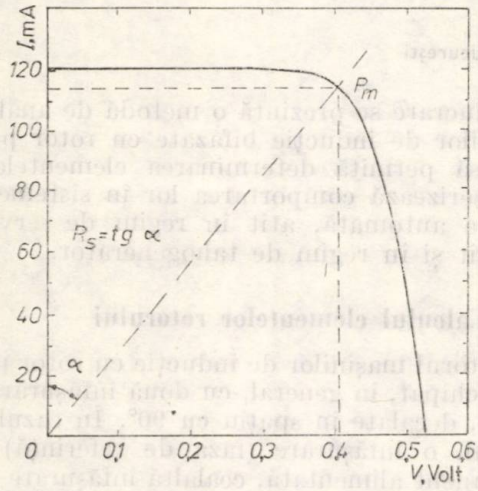


Fig. 3 — Caracteristica I—V tipică (cadranul IV) a celulei solare ROL 41 la o iradianță de 90 mW/cm².

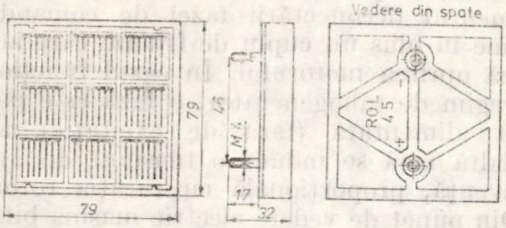


Fig. 4 — Aspectul modulului de celule solare ROL 45.

Modulul de celule solare ROL 45 (fig. 4), realizat de autori, este alcătuit din 9 celule ROL 41 grupate în serie, capsula fiind din policarbonat.

În figura 5 se prezintă caracteristicile I—V pentru două celule (curba A și curba B) și caracteristica rezultată în urma conectării lor în serie (curba $A + B$). Se observă limitarea curentului de valoarea cea mai mică a curentului celulelor asamblate, în timp ce tensiunea este suma tensiunilor individuale.

Prin urmare, la asamblarea serie a celulelor solare în scopul realizării modulelor este necesar ca valorile curenților de scurtcircuit să fie cît mai apropiate, la o iluminare dată. În caz contrar, curentul debitat de modul va fi cel mai mic curent al celulelor componente.

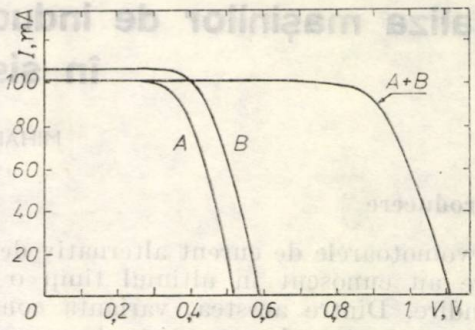


Fig. 5. — Curbe I—V (cadranul IV) pentru două celule solare independente din modul (A și B) și înseriate ($A + B$), la același nivel de iluminare.

În condițiile iluminării naturale modulele ROL 45 furnizează curenți de scurtcircuit în jur de 100 mA și tensiuni de circuit deschis mai mari de 5V.

IV. Concluzii

Celulele solare realizate pe siliciu monocristalin se caracterizează prin valori ridicate ale parametrilor optoelectrici, comparabile cu cele ale dispozitivelor similare realizate de firme străine cu tradiție în acest domeniu. Reproductibilitatea rezultatelor măsurătorilor pe un mare număr de loturi de celule solare atestă stăpînirea proceselor tehnologice specifice acestor dispozitive.

Modulele de celule solare au, de asemenea, parametri optoelectrici buni, fiind generatoare electrice robuste și stabile. Aceste module pot fi utilizate individual (în cazul alimentării unor consumatori de putere mică), sau pot fi asamblate în panouri, puterea electrică debitată de un panou depinzînd de numărul modulelor interconectate.

Bibliografie

[1] *Rothwarf, A., Böer, K.W.* Progress in Solid-State Chemistry, vol. **10**, 1975.
[2] *Michel, J.* Acta Electronica, vol. **10**, no, 2, 1977.
[3] *Du Bow, J.* Electronics, November, 11, 1976.
[4] *Wolf, M.* Acta Electronica, vol. **10**, no. 2, 1977.
[5] *Fischer, H., Gereth, R.* IEEE Trans. on Electron Devices, vol. **ED 18**, no. 8, 1971.
[6] *Naaijer, G.J.* Acta Electronica, vol. **10**, no. 2, 1977.

CZ 621.3.012:621.3.073

MAȘINA DE INDUCȚIE BIFAZATĂ
ROTOR PAHAR
SISTEME AUTOMATE

Analiza mașinilor de inducție bifazate cu rotor pahar utilizate în sisteme automate

MIHAI CISTELECAN* — București

Introducere

Servomotoarele de curent alternativ de mică putere au cunoscut în ultimul timp o largă răspîndire. Dintre acestea, varianta constructivă a servomotoarelor cu rotor pahar se evidențiază printr-o serie de caracteristici deosebite în regim dinamic, ceea ce face să fie utilizate cu succes în automatică, telemăsuri și în calculatoare analogice. De asemenea, în cazul utilizării mașinilor cu rotor pahar în regim de tahogenerator, se obține o caracteristică tensiune-turație cu o foarte bună liniaritate. Se construiesc actualmente servomotoare de curent alternativ care au un tahogenerator pahar înglobat (motor-generatoare), acestea din urmă furnizînd un semnal care intră într-o buclă locală de reacție negativă, pentru introducerea unui termen suplimentar de amortizare în funcția de transfer a sistemului (reacție tahometrică), echivalent cu o creștere a frecării vîscoase.

Din punct de vedere al comportării în regim dinamic, un servomotor bifazat cu rotor pahar realizează o funcție de transfer corespunzătoare tensiunii de comandă U_c de forma :

$$Y_M(s) = \frac{\theta(s)}{U_c(s)} = \frac{K_m}{s(1 + sT_m)}, \quad (1)$$

unde constanta de timp T_m, de ordinul milisecundelor, este raportul dintre momentul de inerție J al rotorului și frecarea vîscoasă F :

$$T_m = \frac{J}{F} = \frac{J n_0}{m_0}, \quad (2)$$

n_0 fiind turația de mers în gol, iar m_0 cuplul de demaraj al motorului.

În regim de tahogenerator, o asemenea mașină realizează o funcție de transfer de forma :

$$Y_G(s) = \frac{E(s)}{\theta(s)} = K_g \cdot s, \quad (3)$$

K_g fiind raportul dintre tensiunea E, indusă în înfășurarea de măsură la o anumită turație θ.

* Ing. *Cistelecan, M.* este cercetător științific în cadrul Laboratorului de mașini electrice din Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — București.

În lucrare se prezintă o metodă de analiză a mașinilor de inducție bifazate cu rotor pahar, care să permită determinarea elementelor ce caracterizează comportarea lor în sistemele de reglare automată, atît în regim de servomotor, cît și în regim de tahogenerator.

1. Calculul elementelor rotorului

Statorul mașinilor de inducție cu rotor pahar este echipat, în general, cu două înfășurări distincte, decalate în spațiu cu 90°. În cazul motorului, o înfășurare (faza de referință) este permanent alimentată, cealaltă înfășurare (faza de comandă) fiind alimentată numai în cazurile cînd este necesară o deplasare (pentru poziționarea, de pildă, a unei anumite sarcini). În momentul deconectării fazei de comandă se obține în plus un cuplu de frînare care accelerează oprirea motorului. În cazul funcționării în regim de tahogenerator, o fază este permanent alimentată (faza de excitație), iar în cealaltă fază se induce o tensiune de aceeași frecvență, proporțională cu turația rotorului.

Din punct de vedere electric mașina bifazată cu rotor pahar poate fi echivalată cu schema din figura 1. Impedanțele fazelor statorului Z_1, Z_2, cuprinzînd rezistențele și reactanțele de dis-

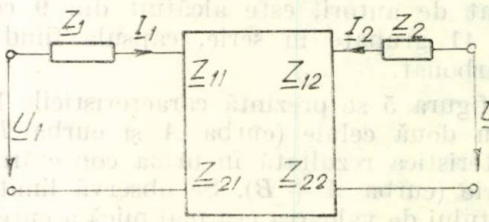


Fig. 1. Schema electrică echivalentă.

persie, sînt calculabile prin metode clasice. Contribuția rotorului pahar este pusă în evidență printr-un quadripol liniar [1], ale cărui elemente sînt după cum urmează :

— Z_{11} — raportul dintre tensiunea $\underline{E}_1$ indusă în faza 1 de cîmpul pulsator din întrefier și curentul sinusoidal $\underline{I}_1$, faza a doua fiind deconectată :

$$Z_{11} = \frac{\underline{E}_1}{\underline{I}_1}, \quad \underline{I}_1 = R_e\,[I_1 \sqrt{2}\, e^{j\omega t}], \quad \underline{I}_2 = 0,$$

— Z_{22} — raportul dintre tensiunea $\underline{E}_2$ indusă în faza a doua de cîmpul pulsator din întrefier

și curentul sinusoidal $\underline{I}_2$, faza întîi fiind deconectată :

$$\underline{Z}_{22} = \frac{\underline{E}_2}{\underline{I}_2},\ \underline{I}_2 = R_e[I_2\sqrt{2}\, e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}],\ \underline{I}_1 = 0.$$

— $\underline{Z}_{21}$ — raportul dintre tensiunea E_2, indusă în faza 2 de cîmpul pulsator din întrefier și curentul sinusoidal I_1 ce trece prin faza 1, faza 2 fiind deconectată :

$$\underline{Z}_{21} = \frac{\underline{E}_2}{\underline{I}_1},\ \underline{I}_1 = R_e\,[I_1\sqrt{2}\, e^{j\omega t}],\ \underline{I}_2 = 0.$$

Pentru calculul impedanțelor corespunzătoare rotorului se utilizează rezultatele obținute pe baza teoriei cîmpului, elaborată pentru paharul conductor [2]. După cum este cunoscut, în cazul cînd în întrefierul mașinii există o densitate liniară a solenației învîrtitoare de forma :

$$A = A_m \cos(\omega t - \lambda y) = R_e\,[A_m\, e^{j(\omega t - \lambda y)}],$$

se obțin, pentru componenta axială a densității de curent din pahar, respectiv pentru inducția

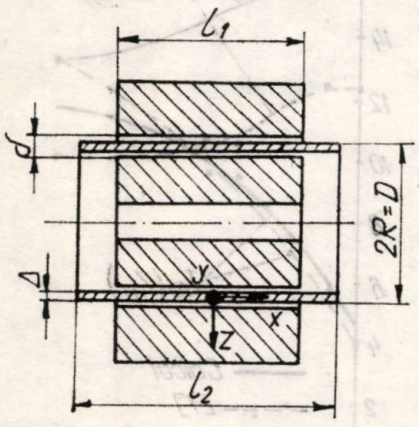


Fig. 2. Aspectul geometric și dimensiunile principale.

radială în întrefier, următoarele relații (fig. 2 și lista de notații) :

$$\underline{J}_x = \underline{C}\,\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}\xi - \frac{jk}{\Delta(1+jk)}\underline{A}_m,$$

$$\underline{B}_z = j\frac{\mu_0\Delta}{\lambda\delta}\underline{J}_x + j\frac{\mu_0}{\lambda\delta}\underline{A}_m, \qquad (4)$$

cu :

$$\underline{C} = \frac{jk}{\Delta(1+jk)}\cdot\frac{\underline{A}_m}{\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}\xi_1 + \underline{\gamma}\,\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}\xi_1\cdot\mathrm{th}\,(\xi_2-\xi_1)}.$$

Din expresia inducției în întrefier se poate observa, pe de o parte, existența concomitentă a celor două componente, datorită reacției curenților din rotor (prima) și datorită curenților din stator (a doua), iar pe de altă parte se observă că inducția este variabilă în lungul axei mașinii. Din punct de vedere al tensiunilor induse interesează numai valoarea medie a inducției în lungul axei, și anume, dacă se notează :

$$\underline{U} = \frac{j\mu_0}{\lambda\delta(1+jk)};\quad \underline{V} = \frac{jk}{\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}\xi_1 + \underline{\gamma}\,\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}\xi_1\,\mathrm{th}\,(\xi_2-\xi_1)},$$

avem :

$$\underline{B}_z = \underline{U}(1 + \underline{V}\ \mathrm{ch}\ \underline{\gamma}\zeta)\,\underline{A}_m,$$

și :

$$\underline{B}_{z\mathrm{med}} = \frac{1}{\xi_1}\int_0^{\xi_1}\underline{B}_z(\xi)\,\mathrm{d}\xi =$$

$$= \underline{U}\left(1 + \frac{\underline{V}}{\underline{\gamma}\zeta_1}\,\mathrm{sh}\ \underline{\gamma}\xi_1\right)\underline{A}_m = \underline{H}\cdot\underline{A}_m. \qquad (5)$$

În cazul în care numai o fază a mașinii este parcursă de curent, densitatea liniară a solenației este pulsatorie și poate fi descompusă în două componente rotaționale [3] și anume :

$$A_\nu^+ = \frac{WI\sqrt{2}}{\pi R}\cdot k_\nu\cdot\cos(\omega t - \nu p\theta),$$

$$A_\nu^- = \frac{WI\sqrt{2}}{\pi R}\,k_\nu\cdot\cos(\omega t + \nu p\theta),\quad \nu = 1,3,5, \qquad (6)$$

Corespunzător, tensiunea indusă de armonica ν a inducției din întrefier în una din faze este :

$$E_1 = -w_1\frac{\mathrm{d}\Phi}{dt} = -W_1\frac{\mathrm{d}}{dt}\int_0^{\pi/P}\underline{B}_{z\mathrm{med}}\cdot Rl_1\,\mathrm{d}\theta.$$

Înlocuind expresiile inducției și a densității liniare a solenației și efectuînd calculele se obțin impedanțele proprii după cum urmează :

$$\underline{Z}_{11}^\nu = \frac{4W_1^2 f l_1}{P}\cdot\frac{K_\nu}{\nu}(\underline{H}_\nu^+ + \underline{H}_\nu^-);\quad \underline{Z}_{11} = \sum_\nu \underline{Z}_{11}^\nu,$$

$$\underline{Z}_{22} = \left(\frac{W_2}{W_1}\right)^2\underline{Z}_{11}. \qquad (7)$$

Dependența variabilei $\underline{H}$ din relația (5) de ordinul armonicelor, respectiv de alunecarea mașinii, are loc prin intermediul coeficientului de geometrie al paharului [2], adimensional :

$$k = \frac{2f\mu_0\Delta\tau^2}{\rho\delta\pi}\cdot\frac{\nu(s-1)+1}{\nu^2}\quad (\nu = \pm1, \pm3, \ldots).$$

În mod similar se determină impedanța mutuală,

$$\underline{Z}_{21}^{\nu} = (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \cdot j \cdot \frac{4 W_1 W_2 f l_1}{P} \cdot \frac{K_\nu}{\nu} (\underline{H}_\nu^+ - \underline{H}_\nu^-), \qquad (8)$$

$$\underline{Z}_{21} = \sum_\nu \underline{Z}_{21}^{\nu}; \quad \underline{Z}_{12} = -\underline{Z}_{21},$$

și se constată că, în cazul particular cînd $s=1$ (la pornire);

$$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21} = 0.$$

2. Calculul caracteristicilor de funcționare

Relația matriceală ce caracterizează funcționarea unei mașini bifazate cu rotor pahar se poate scrie:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_2 + \underline{Z}_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix}. \qquad (9)$$

Cuplul electromagnetic se obține din puterea electromagnetică și turația sincronă cu relația [4]:

$$M = \frac{P}{2\pi f} Im \left[\frac{W_1}{W_2} \underline{I}_1 \underline{E}_2^* - \frac{W_2}{W_1} \underline{I}_2 \underline{E}_1^* \right], \qquad (10)$$

iar puterea electrică absorbită este:

$$P_{abs} = R_e \, [\underline{U}_1 \underline{I}_1^* + \underline{U}_2 \underline{I}_2^*]. \qquad (11)$$

Relațiile (9) se particularizează în funcție de regimul de funcționare a mașinii, după cum urmează:

a. Regim de servomotor: sînt date $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$ de amplitudini sau faze oarecare. Din sistemul de ecuații (9) rezultă curenții $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ și se pot calcula tensiunile induse:

$$\underline{E}_1 = \underline{U}_1 - \underline{I}_1 \underline{Z}_1; \quad \underline{E}_2 = \underline{U}_2 - \underline{I}_2 \underline{Z}_2. \qquad (12)$$

Cu aceste elemente se poate calcula cuplul în funcționare, funcție de alunecarea mașinii, după relația (10).

b. Regim de frînă: o fază (cea de comandă) este scurtcircuitată, deci $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_2 = 0$ se consideră date. Cuplul de frînare se calculează în mod analog cu cazul precedent ($\underline{E}_2$, $\underline{I}_2$ sînt diferiți de zero).

c. Regim de tahogenerator: sarcina pe care debitează tahogeneratorul este, de obicei, foarte mare, astfel că, se poate considera o funcționare în gol, $\underline{I}_2 = 0$. În acest regim sînt cunoscute deci $\underline{U}_1$ și $\underline{I}_2 = 0$, ceea ce conduce la calculul necunoscutelor $\underline{I}_1$ (curentul absorbit de înfășurarea de excitație) și $\underline{U}_2 = \underline{E}_2$ (tensiunea indusă).

Se obține astfel:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{\underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_1} = f(s), \qquad (13)$$

care reprezintă caracteristica de ieșire tensiune-turație a tahogeneratorului. De asemenea și în acest caz se poate calcula cuplul necesar pentru antrenarea tahogeneratorului, cu o relație de forma (10).

3. Rezultate de calcul

Aplicînd metoda prezentată s-a efectuat calculul unui motor cu rotor pahar ale cărui date sînt prezentate în [1]. Statorul are un bobinaj concentrat (o crestătură pe pol și fază), ceea ce conduce la necesitatea luării în considerație a armonicelor superioare ale densității liniare a solenației. Calculele s-au efectuat pentru armonicele 1, 3, 5, 7, 9.

În figurile 3 și 4 se prezintă, comparativ cu rezultatele din [1], dependența impedanțelor

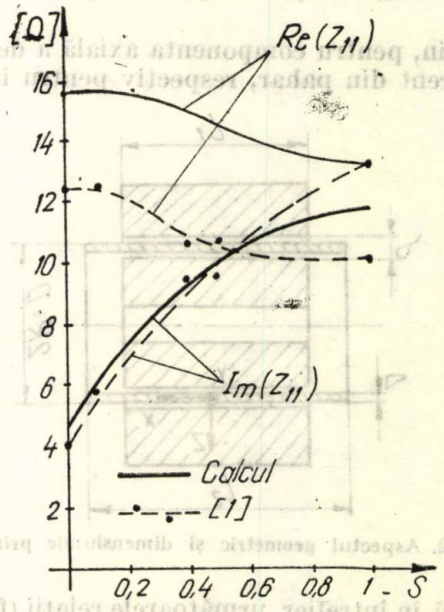


Fig. 3. Variația impedanțelor proprii cu alunecarea.

proprii și mutuale de alunecare a mașinii. Diferențele existente se explică prin aceea că rezolvarea problemei de cîmp și, deci, determinarea inducției în întrefier a fost făcută în mod diferit, în [1] folosindu-se o soluționare simplificată a problemei de cîmp, fără considerarea variației axiale a curenților în paharul rotoric.

În figura 5 se prezintă rezultatele obținute pentru caracteristica mecanică a aceluiași motor. Se menționează faptul că rezultatele sînt mai exacte în zona cuplului de pornire (la alunecări mari) și mai puțin exacte în zona cuplurilor mici datorită neglijării efectului crestături-

lor statorice. Acest efect conduce la o frînare a rotorului care determină o alunecare de mers în gol, la acest tip de motoare, de circa 15—20%.

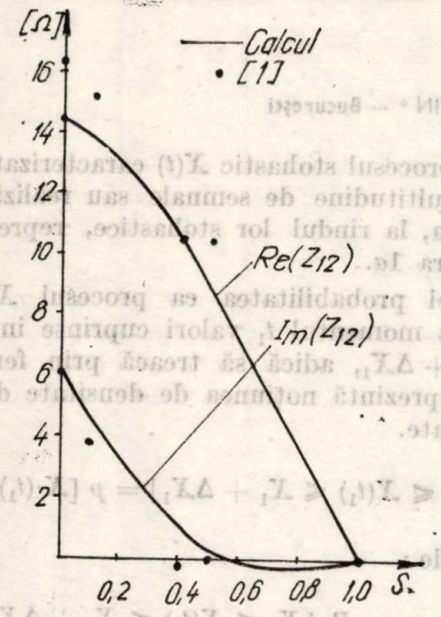


Fig. 4. Variaţia impedanţelor mutuale cu alunecarea.

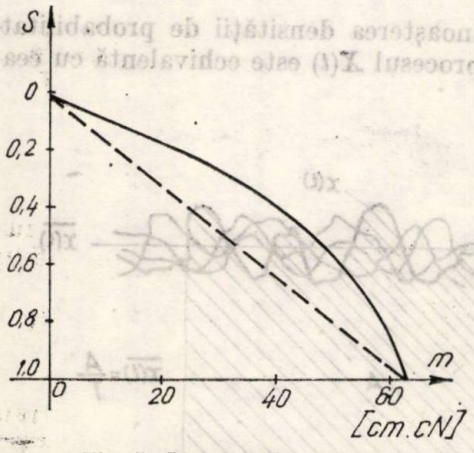


Fig. 5. Caracteristica mecanică.

4. Concluzii

În lucrare se prezintă o metodă de analiză a maşinilor de inducţie bifazate cu rotor pahar, funcţionînd în diverse regimuri. Influenţa paharului se consideră reflectată la bornele maşinii prin intermediul unei scheme echivalente în formă de quadripol liniar ale cărui elemente sînt exprimate pornind de la soluţia problemei de cîmp în întrefierul maşinii.

Metoda permite determinarea caracteristicilor de funcţionare neechilibrată a maşinii, în cazul comandei prin amplitudinea, respectiv faza tensiunii de comandă.

Regimul de funcţionare ca servomotor, tahogenerator sau frînă se particularizează din metoda generală prin impunerea unor constrîngeri suplimentare între tensiunile, respectiv curenţii de fază.

De asemenea, metoda permite luarea în consideraţie, pe lîngă armonica fundamentală a armonicelor superioare ale densităţii liniare a solenaţiei, care au efecte destul de importante în cazul maşinilor mici cu poli mulţi, unde de regulă înfăşurările se fac concentrat.

Schema echivalentă electrică permite tratarea regimurilor tranzitorii prin metodele obişnuite ale teoriei circuitelor.

LISTA NOTAŢIILOR PRINCIPALE

$\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$ — tensiunile de fază;
$\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ — curenţii de fază;
$\underline{E}_1$, $\underline{E}_2$ — tensiunile induse;
w_1, w_2 — numere de spire pe fază;
$\underline{J}_x$ — componenta axială a densităţii de curent în pahar;
$\underline{B}_z$ — componenta radială a inducţiei în întrefier;
Δ — grosimea paharului;
δ — întrefierul echivalent;
λ — π/τ;
τ — pasul polar;
ρ — rezistivitatea paharului;
f — frecvenţa tensiunilor de alimentare;
ν — ordinul armonicilor;
ξ — λx;
k_ν — factor de zonă;
p — numărul de perechi de poli;
A — densitatea liniară a solenaţiei;
l_1 — lungimea pachetului statoric;
l_2 — lungimea axială a paharului;
s — alunecarea maşinii;
$\underline{\gamma}$ — $\sqrt{1 + j\bar{k}}$
$*$ (indice superior) conjugare complexă.

Bibliografie

[1] *Gonen, D.* Analysis of a 2-Phase Drag-Cup Induction Machine. In: I.E.E.E. Trans. Vol. **PAS—85**, nr. 1, Jan. 1966, p. 71—76.

[2] *Fransua, A., Teodorescu, D.* Servomotoare electrice în sisteme automate. Editura tehnică, Bucureşti, 1966, p. 157—174.

[3] *Gheorghiu, I.S., Fransua, A.* Tratat de maşini electrice. Vol. **III**. Maşina asincronă. Editura tehnică, Bucureşti, 1971.

[4] *Adkins, B.* The theory of electrical machines, London, Chapman & Hall, 1957, p. 110.

CZ 531.767 :629.12

CORELAȚIE
VITEZĂ

Metoda corelației utilizată la determinarea vitezei absolute a navelor

MIHAI ALEXA, AUREL CONSTANTIN * — București

1. Elemente de teoria corelației

Procesele a căror evoluție în timp nu poate fi prevăzută, formează procesele stohastice. Semnalele ce caracterizează astfel de procese și pe care le vom numi realizări, au un caracter aleator, iar interpretarea acestora apelează la metodele teoriei probabilității cu ajutorul cărora se caută un model matematic ce va reprezenta mai mult sau mai puțin fidel, procesul real.

Semnalele stohastice se vor defini în consecință, numai prin anumite proprietăți generale ce pot rezulta din urmărirea variației în domeniul timp a acestora, proprietăți pe baza cărora să se poată prevedea evoluția lor.

Densitate de probabilitate

Semnalele stohastice discontinue (ce pot avea, la un moment dat, numai una din două valori discrete) apelează la noțiunea de probabilitate, ca raportul numărului cazurilor favorabile la numărul de cazuri posibile. Aceeași noțiune nu se poate aplica însă semnalelor stohastice continue care prin definiție pot avea la un moment dat o infinitate de valori. În acest caz se utilizează noțiunea de densitate de probabilitate.

Fie procesul stohastic $X(t)$ caracterizat printr-o multitudine de semnale sau realizări ale acestuia, la rîndul lor stohastice, reprezentat în figura 1*a*.

Astfel probabilitatea ca procesul $X(t)$ să aibă la momentul t_1 valori cuprinse între X_1 și $X_1 + \Delta X_1$, adică să treacă prin fereastra ΔX_1 reprezintă noțiunea de densitate de probabilitate.

$$P_t\,[X_1 \leqslant X(t_1) \leqslant X_1 + \Delta X_1] = p\,[X\,(t_1)]\cdot\Delta X_1,$$

de unde:

$$p[X(t_1)] = \frac{P_t\,[X_1 \leqslant X(t_1) \leqslant X_1 + \Delta X_1]}{\Delta X_1}. \quad (1)$$

Cunoașterea densității de probabilitate pentru procesul $X(t)$ este echivalentă cu cea a pro

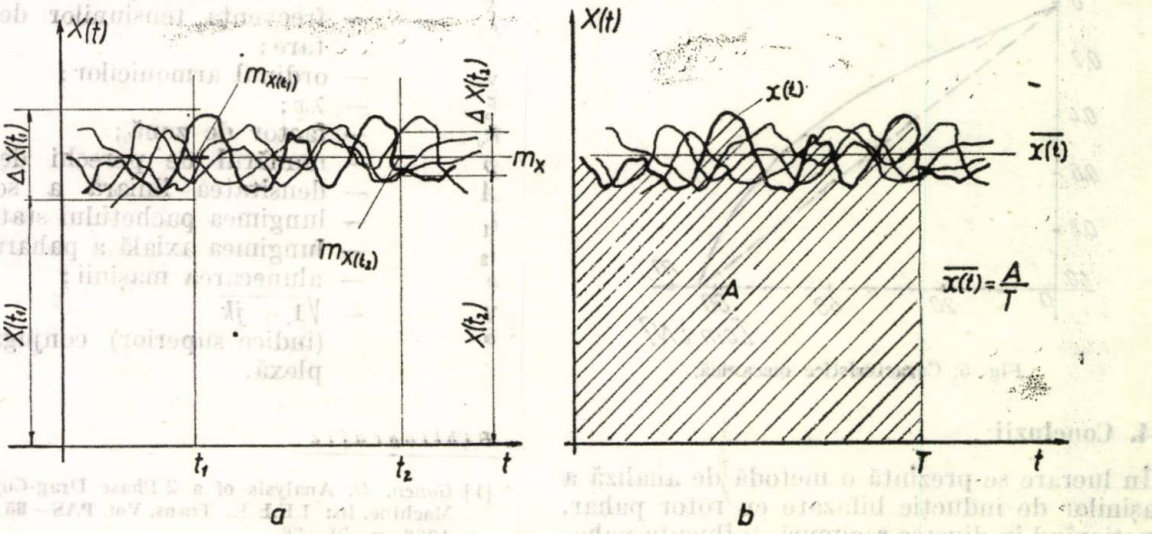


Fig. 1. Proces stohastic $X(t)$:
a — densitatea de probabilitate și speranța matematică; b — valoarea medie în timp a realizării $x(t)$.

babilității ca $X(t)$ să treacă la momentul t_1 prin fereastra ΔX_1.

Densitatea de probabilitate definită conform relației (1) este denumită și funcția de densitate de probabilitate de ordinul unu, în continuare definindu-se cu relația (2) și funcțiile de densitate de probabilitate de ordinul doi, ce echivalează cu probabilitatea ca procesul

* Ing. *Alexa, M.* și ing. *Constantin, A.* sînt cercetători științifici la I.R.C.M.—Constanța.

$X(t)$ să treacă la momentele t_1 și t_2 prin *ferestrele* ΔX_1 și respectiv ΔX_2.

$$p[X(t_1);\ X(t_2)] =$$

$$= \frac{P_t[X_1 \leqslant X(t_1) \leqslant X_1 + \Delta X_1;\ X_2 \leqslant X(t_2) \leqslant \Delta X_2 + X_2]}{\Delta X_1 \cdot \Delta X_2}. \quad (2)$$

Considerînd o singură realizare $x(t)$ a procesului $X(t)$, să se caute probabilitatea ca la $t = t_1$, $x(t_1)$ să fie cuprins în intervalul finit a; b. Avînd o singură realizare, la momentul $t = t_1$ va exista o singură valoare (dar fără să se știe care) a semnalului $x(t_1)$ așa încît probabilitatea căutată este suma probabilităților ca $x(t_1)$ să ia orice valoare cuprinsă între a și b. La limita $\sum \to \int$ și $\Delta x = dx$.

$$P_t[a \leqslant x(t_1) \leqslant b] = \int_a^b p[x(t_1)]dx. \quad (3)$$

Valori medii

Un alt mod de a caracteriza un proces stohastic constă în utilizarea noțiunilor de valoare medie. Fie, deci, un proces stohastic $X(t)$ caracterizat de n realizări x_i $(i = 1 \ldots n)$ la rîndul lor stohastice.

Conform relației (3) probabilitatea ca realizarea x_i să fie în intervalul a; b, la momentul t_1 devine:

$$Pt[a \leqslant x_i(t_1) \leqslant b] = \int_a^b p[x_i(t_1)]dx_i. \quad (4)$$

Cota de participare a realizării x_i în momentul t_1 și în intervalul a; b la procesul $X(t_1)$ se poate scrie:

$$CP\ x_i/Xt_i,\ ab = \int_a^b p[x_i(t_1)]x_i \cdot dx_i. \quad (5)$$

Însumînd participațiile fiecărei realizări x_i, la procesul stohastic $X(t)$, la momentul t_1, pe intervalul $(-\infty, +\infty)$ se poate defini noțiunea de valoare medie de ansamblu a procesului $X(t_1)$, expresia de forma:

$$\overline{X(t_1)} = \int_{-\infty}^{+\infty} p[X(t_1)]X(t_1)dx = m_x(t_1). \quad (6)$$

Valoarea medie de ansamblu a procesului la t_1 poartă numele și de speranță matematică, notată cu $m_{x(t1)}$.

Sensul fizic al speranței matematice este acela că ea reprezintă la momentul t_1, valoarea procesului aleator în jurul căreia se grupează celelalte valori ale procesului.

O altă noțiune de valoare medie mult utilizată este valoarea medie în timp. Fie, deci, realizarea $x_i(t)$ a unui proces aleator $X(t)$, valoarea medie în timp a acesteia este dată de expresia:

$$\overline{x(t)} = \lim_{T\to\infty} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T x(t)dt \equiv \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t)\,dt. \quad (7)$$

Fizic, valoarea medie în timp reprezintă raportul suprafeței cuprinse între curba descrisă de $x(t)$ și axa absciselor către intervalul în care a fost calculată suprafața, cînd aceasta tinde la infinit, figura 1 *b*.

Procese staționare

Procesele stohastice staționare reprezintă o clasă de procese care se caracterizează prin modul relativ uniform de comportare în timp, astfel încît pentru ele avem egalitatea:

$$X(t_1) = X(t_1 + t_0). \quad (8)$$

Această definiție cu caracter general se completează cu următoarea, care stabilește condiția după ce determină afirmația că un proces este staționar sau nu.

Astfel, un proces aleator $X(t)$ cu funcțiile de densitate de probabilitate de ordinul unu $p[X(t_1)]$ și de ordinul doi $p[X(t_1);\ X(t_2)]$, se numește staționar dacă există egalitățile:

$$p[X(t_1)] = p(X(t_1 + t_0)],$$
$$p[X(t_1);\ X(t_2)] = p[X(t_1 + t_0);\ X(t_2 + t_0)]. \quad (9)$$

Ceea ce înseamnă, în sens fizic, că un proces stohastic este staționar dacă probabilitatea de a trece prin fereastra ΔX_1, la momentul t_1 și ΔX_2 la t_2 este aceeași și la momentul $t_1 + t_0$ și respectiv $t_2 + t_0$.

Pentru procesele staționare se poate afirma că proprietățile lor stohastice nu depind de originea timpului și, în consecință, calculele pentru determinarea acestor proprietăți se pot simplifica.

Calculînd speranța matematică a procesului $X(t)$ considerat staționar pentru două momente diferite de timp, conform relației (6), rezultă:

$$mx(t_1) = \int_{-\infty}^{+\infty} p[X(t_1)]X(t_1)dx$$
$$mx(t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} p[X(t_2)]X(t_2)dx. \quad (10)$$

Cum $t_2 = t_1 + t_0$ din relațiile (8) și (9) rezultă că putem scrie $m_{X(t1)} = m_{X(t2)} = \text{constant}$, adică

speranţa matematică a proceselor staţionare este constantă, figura 1*a*.

Această proprietate permite, aşa cum se va vedea la punctul 2, centrarea procesului aleator faţă de m_X, rezultînd un proces cu speranţă matematică nulă, procedeu avantajos în aplicaţii.

Ipoteza ergodică

O altă ipoteză simplificatoare mult utilizată în studiul proceselor aleatoare staţionare este ipoteza ergodică.

Conform acestei ipoteze, un proces aleator $X(t)$ staţionar este ergodic dacă speranţa matematică m_X sau media pe ansamblu a procesului este egală cu media în timp $\overline{x(t)}$ a unei singure realizări a procesului:

$$\overline{x(t)} = \overline{X(t)} = m_X. \qquad (11)$$

Interpretarea fizică a ipotezei ergodice apare clar în figura 2*a* unde se vede că la un proces ergodic şi staţionar valoarea spre care tind toate celelalte valori ale procesului (m_X) poate

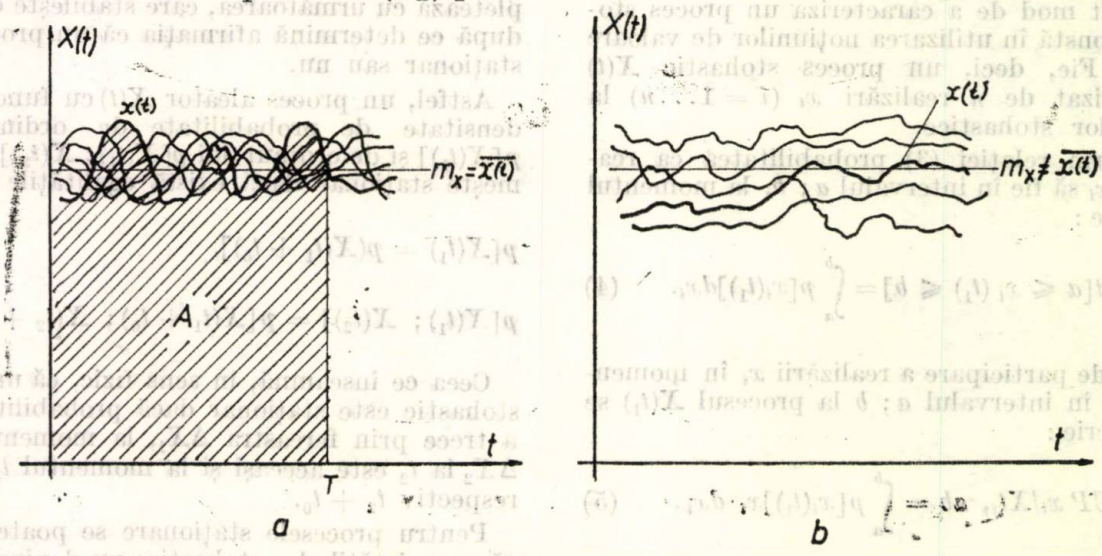


Fig. 2. Proces stohastic staţionar $X(t)$:
a – proces staţionar şi ergodic; b – proces staţionar şi neergodic.

fi făcută egală cu valoarea medie în timp a unei singure realizări.

Aspectul simplificator al ipotezei constă în aceea că în studiul proceselor ergodice putem lucra numai cu o singură realizare (semnal) a procesului şi nu cu ansamblul realizărilor, ale căror obţineri în practică este aproape imposibilă. Nu toate procesele staţionare sînt ergodice, cum este cazul procesului reprezentat în figura 2*b*.

Funcţiile de corelaţie

Funcţiile de auto şi intercorelaţie sînt mărimi caracteristice ale proceselor staţionare şi ergodice. Astfel, avînd două procese staţionare şi ergodice $X(t)$ şi $Y(t)$ cărora li se cunosc cîte o realizare $x(t)$ şi $y(t)$, se numeşte funcţie de intercorelaţie expresia:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t)y(t+\tau)dt =$$

$$= \overline{x(t)y(t+\tau)} = X(t)\ y(t+\tau), \qquad (12)$$

dacă $x(t) = y(t)$ funcţia de intercorelaţie devine funcţia de autocorelaţie avînd expresia:

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t)\ x(t+\tau)dt. \qquad (13)$$

Atît $R_{xy}(\tau)$ cît şi $R_{xx}(\tau)$ sînt dependente numai de timpul de corelare τ; din condiţia de staţionaritate originea timpului neavînd importanţă.

Fizic, funcţiile de auto şi intercorelaţie reprezintă probabilitatea cu care este de aşteptat ca un semnal sau, respectiv două semnale să aibă după un interval de timp τ aceeaşi valoare cu valoarea prezentă.

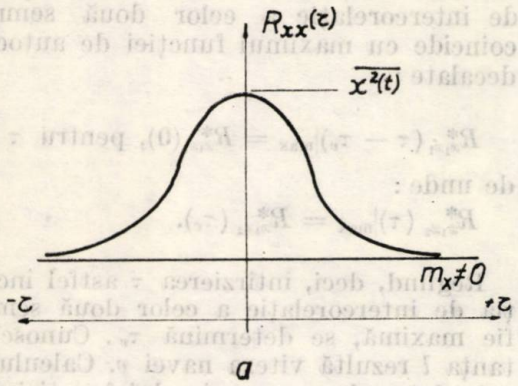
Aceste funcţii au o serie de proprietăţi, dintre care cea mai importantă se referă la funcţia de autocorelaţie, care are valoarea maximă pentru $\tau = 0$, cînd funcţia devine egală cu valoarea medie pătratică a semnalului;

$$R_{xx}(0) \geqslant |R_{xx}(\tau)|. \qquad (14)$$

Grafic, funcţia de autocorelaţie pentru semnale centrate şi necentrate este reprezentată în figurile 3 *a* şi 3 *b*.

Principial, un aparat pentru calculul funcţiilor de corelaţie, denumit şi corelator va cu-

prinde un bloc de întîrziere, un bloc de înmulțire și unul de integrare, figura 4.



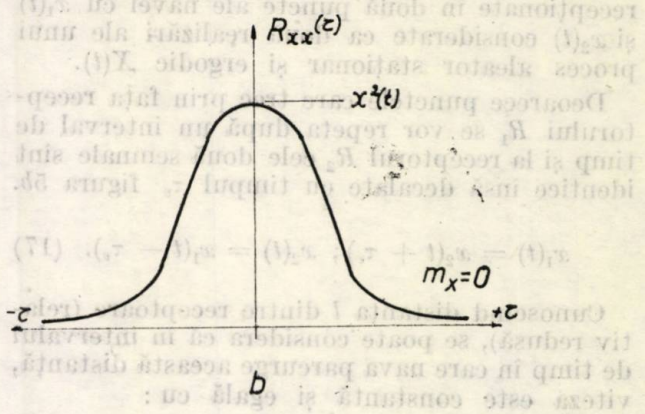


Fig. 3. Funcția de autocorelație:
a – pentru semnal necentrat; b – pentru semnal centrat.

Corelatoarele reale nu calculează însă funcția de intercorelație definită prin relația (12) ci una aproximativă, în care operația la limită a fost eliminată, corespunzător condițiilor reale

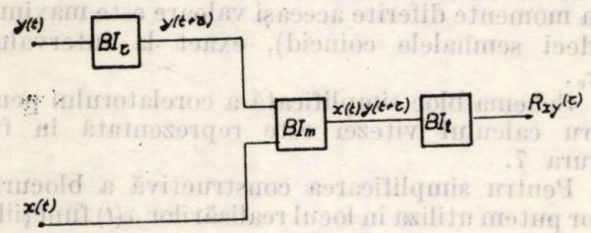


Fig. 4. Schema-bloc de principiu a unui corelator:
BI_τ – bloc de întîrziere; BI_m – bloc de înmulțire; BI_t – bloc de integrare.

în care operația de mediere trebuie raportată la un interval finit de timp. Reiese, astfel, expresia:

$$R^*_{xy}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)y(t+\tau)dt. \qquad (15)$$

Cînd calculul funcției de corelație se face utilizînd tehnica numerică, funcția de intercorelație aproximată prin relația (15) se exprimă la rîndul ei cu relația:

$$R^{**}_{xy}(K\Delta) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} x(n\Delta)y(n\Delta + K\Delta), \quad (16)$$

unde: $N\Delta = T$,

Δ – perioada de eșantionare;
$K\Delta = \tau$ – timp de corelare.

După principiile funcționale ale blocurilor componente, corelatoarele pot fi analogice, numerice și hibride. Sînt de preferat corelatoarele care rezolvă calculul funcției de corelație în timp real (deci, odată cu recepționarea semnalelor) și pentru mai multe valori ale timpului de corelare τ.

2. Măsurarea vitezei prin corelație

Pe baza calculului funcției de corelație în timp real s-au stabilit metode de măsură a diferiților parametri de natură neelectrică din diferite domenii ca: acustică, navigație, măsurători industriale și de laborator.

Făcîndu-se referiri la problemele de navigație, metodele corelative permit măsurarea vitezei avioanelor, rachetelor, navelor maritime, fluviale, orientarea în spațiu, măsurarea înălțimii de zbor, măsurarea spațiului parcurs.

La măsurarea vitezelor, metoda corelației poate să asigure măsurarea vitezei unui mobil în raport cu solul sau cu alt mediu. Cum ne propunem măsurarea vitezei absolute a navelor ne vom referi la condițiile concrete ale acestora. Se presupune (fig. 5a) o navă care se deplasează cu viteza v față de fundul apei. Suprafața solului are neregularități ceea ce

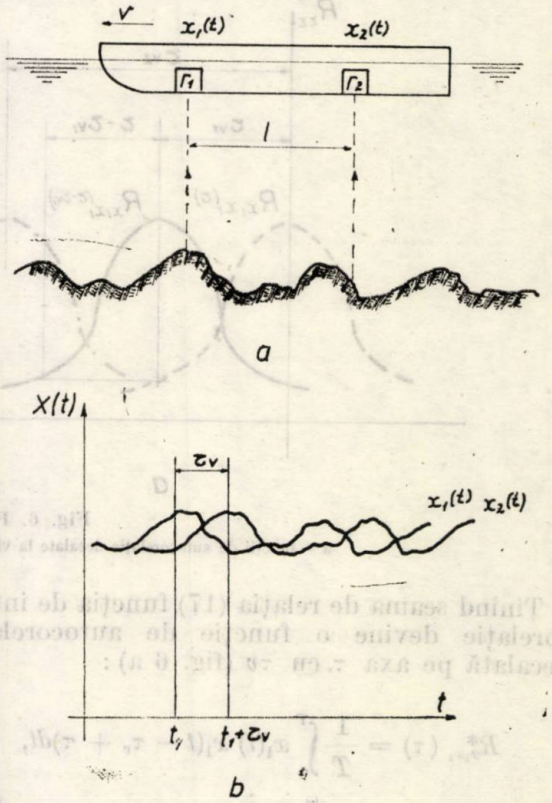


Fig. 5. Măsurarea vitezei navelor prin corelație:
a – R_1, R_2 receptoare, v – viteza navei; b – semnale recepționate $x_1(t)$, $x_2(t)$.

face ca orice semnal cules de pe suprafața lui să poată fi considerat aleator. Notăm semnalele recepționate în două puncte ale navei cu $x_1(t)$ și $x_2(t)$ considerate ca două realizări ale unui proces aleator staționar și ergodic $X(t)$.

Deoarece punctele care trec prin fața receptorului R_1 se vor repeta după un interval de timp și la receptorul R_2 cele două semnale sînt identice însă decalate cu timpul τ_v figura 5*b*.

$$x_1(t) = x_2(t + \tau_v); \; x_2(t) = x_1(t - \tau_v). \quad (17)$$

Cunoscînd distanța l dintre receptoare (relativ redusă), se poate considera că în intervalul de timp în care nava parcurge această distanță, viteza este constantă și egală cu :

$$v = \frac{l}{\tau_v}. \quad (18)$$

Principiul corelativ, constă în determinarea intervalului de timp τ_v prin metode de corelație, în virtutea proprietății funcției de corelație care au valoarea maximă pentru $\tau = 0$.

Conform relației (15) funcția de intercorelație între cele două semnale va fi :

$$R^*_{x_1x_2}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x_1(t)\; x_2(t + \tau)dt. \quad (19)$$

Conform proprietății funcției de autocorelație care are valoarea maximă pentru timp de corelare zero, în cazul nostru maximul funcției de intercorelație a celor două semnale va coincide cu maximul funcției de autocorelație decalate :

$$R^*_{x_1x_1}(\tau - \tau_v)|_{\max} = R^*_{x_1x_2}(0), \text{ pentru } \tau = \tau_v,$$

de unde :

$$R^*_{x_1x_2}(\tau)|_{\max} = R^*_{x_1x_2}(\tau_v). \quad (21)$$

Reglînd, deci, întîrzierea τ astfel încît funcția de intercorelație a celor două semnale să fie maximă, se determină τ_v. Cunoscînd distanța l rezultă viteza navei v. Calculul lui τv, prin determinarea maximului funcției de intercorelație, face posibilă utilizarea tehnicii corelației în măsurarea fenomenelor caracterizate prin timp de trecere.

Relația (21) putea fi anticipată cu referiri la sensul fizic al funcției de intercorelație. Probabilitatea ca cele două semnale să aibă la momente diferite aceeași valoare este maximă (deci semnalele coincid), exact la intervalul τ_v.

Schema-bloc simplificată a corelatorului pentru calculul vitezei este reprezentată în figura 7.

Pentru simplificarea constructivă a blocurilor putem utiliza în locul realizărilor $x(t)$ funcțiile

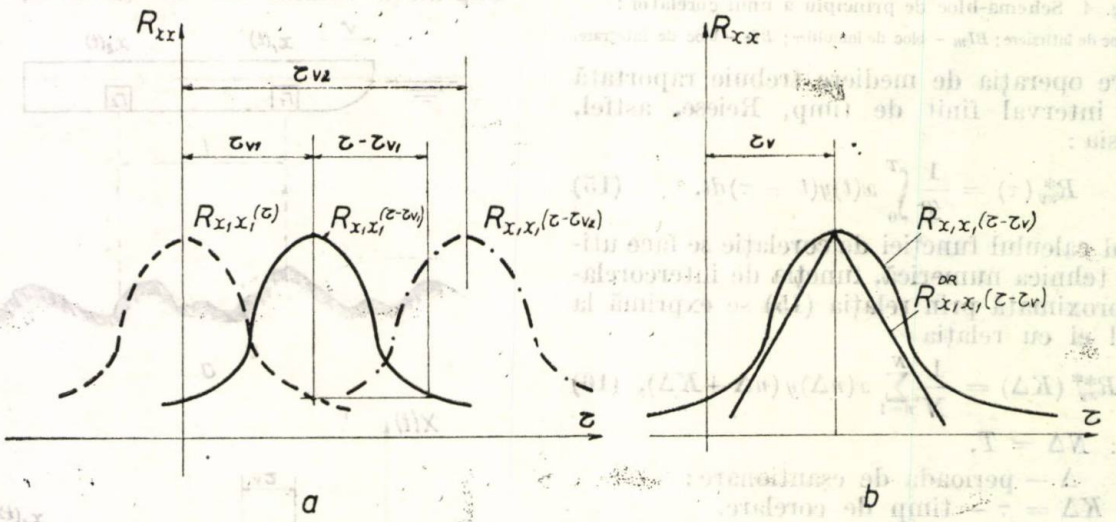


Fig. 6. Funcții de corelație :
a – funcții de autocorelație decalate la viteza V_1 și V_2; b – funcția de autocorelație dublu releu.

Ținînd seama de relația (17) funcția de intercorelație devine o funcție de autocorelație decalată pe axa τ cu τv (fig. 6 a) :

$$R^*_{x_1x_2}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x_1(t)\; x_1(t - \tau_v + \tau)dt,$$

$$R^*_{x_1x_2}(\tau) = R^*_{x_1x_1}(\tau - \tau_v). \quad (20)$$

semn ale acestor realizări, definite prin relația :

$$\text{sign } x(t) = \begin{cases} +1 \text{ pentru } x(t) > 0 \\ -1 \text{ pentru } x(t) < 0. \end{cases} \quad (22)$$

Utilizarea funcției semn necesită centrarea realizării $x(t)$ în raport cu speranța matematică a procesului m_x, care la rîndul ei se poate deter-

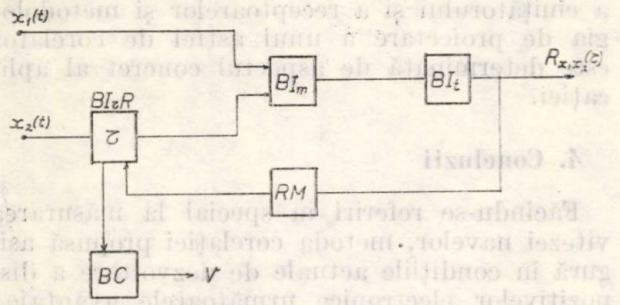


Fig. 7. Schema-bloc de principiu a corelatorului de măsurare a vitezei:

$BI_\tau R$ – bloc de întîrzieri reglabile; BI_m – bloc de înmulțire; BI_t – bloc de integrare; RM – regulator maximal; BC – bloc de calcul; V – viteza.

mina conform ipotezei ergodice, calculînd valoarea medie pe intervalul T a realizării $x(t)$.

Centrarea se face simplu prin compararea celor două semnale. Utilizînd funcțiile semn nu vom mai utiliza funcția de autocorelație obișnuită ci funcția de autocorelație de tip dublu releu definită prin relația (23):

$$R_{xx}^{DR*}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T \operatorname{sign} x(t) \operatorname{sign} x(t+\tau)dt. \quad (23)$$

Reprezentarea grafică a procesului de centrare și obținerea funcțiilor semn este redată în figura 8.

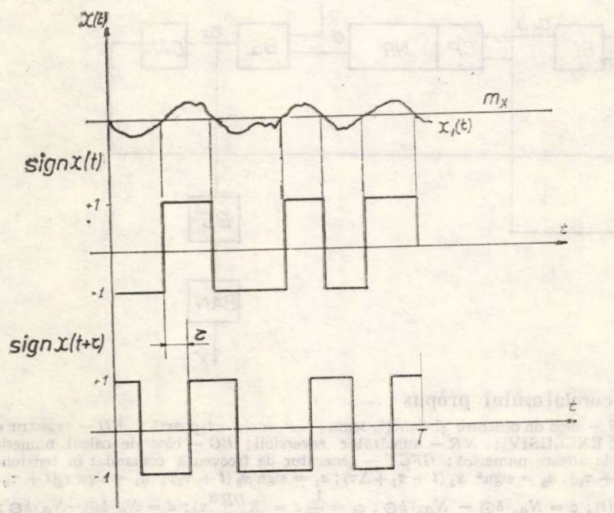


Fig. 8. Obținerea funcției semn prin centrarea realizării $x_1(t)$.

Posibilitatea utilizării funcției de corelație de tipul dublu releu în schema-bloc din figura 7 se bazează pe proprietatea acestora de a avea același maxim cu funcțiile de corelație de tip obișnuit, figura 6*b* [1].

Cum în măsurătorile corelative τ_v se determină urmărind maximul funcției de intercorelație, utilizarea funcției de intercorelație dublu releu este perfect posibilă fără ca precizia măsurării să aibă de suferit.

Simplificările aduse blocurilor funcționale din figura 7 rezultă din avantajul utilizării tehnicii numerice ușor aplicabilă funcțiilor semn. Eșantionînd semnalul sign $x(t)$, blocul întîrzierilor reglabile $BI\tau R$ se poate realiza sub forma unui simplu registru de deplasare, reglarea întîrzierii obținîndu-se prin modificarea frecvenței de tact.

Revenind la funcția semn, blocul de înmulțire BI_m va realiza doar operația de înmulțire a semnelor lor.

Eșantionînd semnalul sign $x_1(t)$ sign $x_2(t+\tau)$ și numărînd impulsurile pozitive și negative într-un numărător reversibil se realizează blocul de integrare BI_t.

În final, funcția de intercorelație dublu releu se obține împărțind conținutul numărătorului la numărul total de impulsuri pe perioada T considerată:

$$R_{x_1x_2}^{DR*}(\tau) \simeq \frac{1}{N}(N\oplus - N\ominus), \quad (24)$$

unde: N este numărul total de impulsuri la eșantionare pe durata T considerată ($T = N\Delta$);

$N\oplus$ — numărul de impulsuri pozitive pe durata T;

$N\ominus$ — numărul de impulsuri negative pe durata T.

3. Automatizarea procesului de măsurare a vitezei

Corelatorul din figura 7 reprezintă, din punct de vedere a teoriei sistemelor automate, un sistem cu caracteristică extremală. După cum se vede în figura 6*a*, pe măsură ce viteza variază, maximul funcției de intercorelație se deplasează pe axa τ. În sistemul de măsurare a vitezei trebuie obținută permanent valoarea maximă a funcției de intercorelație, sistemul necesitînd un regulator extremal. Se utilizează pentru determinarea maximului funcției de intercorelație aproximată prin relația (24), un sistem extremal de tip diferențial, care prezintă avantajul că nu produce autooscilații în regim staționar.

În sistemul extremal de tip diferențial, se asociază poziției extremului o poziție de zero (ușor de pus în evidență) obținută prin efectuarea diferenței între semnalul de ieșire în cazul nostru $R_{x_1x_2}^{DR*}(\tau)$ și același semnal decalat cu un interval de timp cunoscut $\Delta\tau$, $R_{x_1x_2}^{DR*}(\tau+\Delta\tau)$. Caracteristica rezultantă va avea punctul de zero la intervalul:

$$\tau_{zero} = \tau_v + \frac{\Delta\tau}{2}, \text{ conform figurii 9.}$$

Pentru corelatorul din figura 7 calculînd acum τ_{zero} astfel încît diferența între funcția de

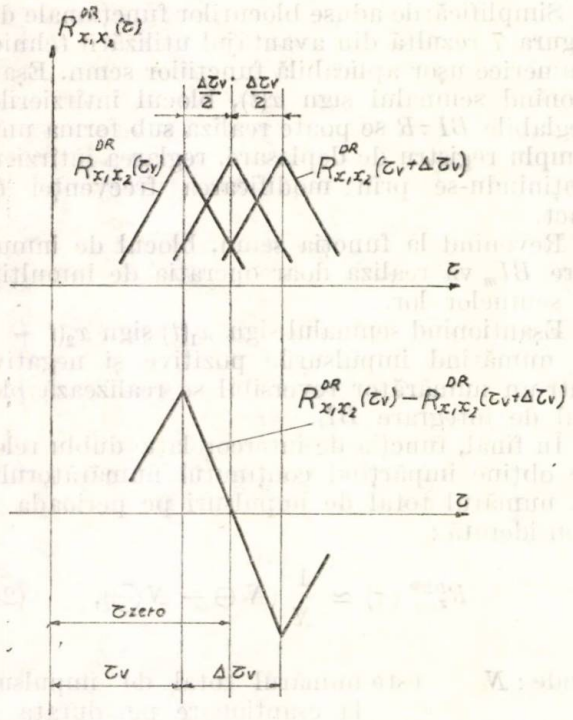


Fig. 9. Răspunsul sistemului extremal diferențial.

a emițătorului și a receptoarelor și metodologia de proiectare a unui astfel de corelator este determinată de aspectul concret al aplicației.

4. Concluzii

Făcîndu-se referiri în special la măsurarea vitezei navelor, metoda corelației propusă asigură în condițiile actuale de dezvoltare a dispozitivelor electronice următoarele avantaje:

— sistemul nu necesită contact direct cu mediul;

— în dotarea actuală a navelor există emițătoare și receptoare de ultrasunete pentru determinarea adîncimii (sonda ultrason);

— sistemul asigură o mare precizie de măsură ($\simeq 1\%$) și o viteză de răspuns ridicată, prin utilizarea componentelor cu comutație statică și afișare numerică;

— sistemul asigură măsurarea vitezei absolute a navelor comparativ cu sistemele actuale ce măsoară viteza relativă (față de apă) avantaj foarte util în problemele de navigație.

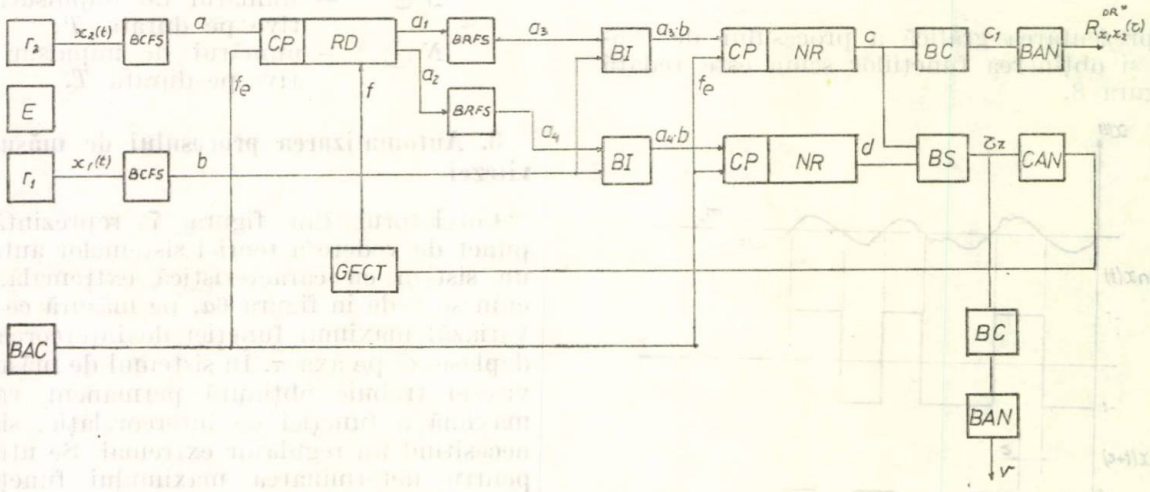


Fig. 10. Schema-bloc a corelatorului propus:

R_1; R_2 — receptoare; E — emițător; BAC — bloc de alimentare și comandă; $BCFS$ — bloc de centrare și funcție semn; CP — circuit-poartă; RD — registru de deplasare; $BRFS$ — bloc de refacere a funcției semn; BI — bloc de înmulțire (SAU EXCLUSIV); NR — numărător reversibil; BC — bloc de calcul numeric; BS — bloc de scădere numeric; CNA — convertor numeric analog; BAN — bloc de afișare numerică; $GFCT$ — generator de frecvență comandat în tensiune; $x_1(t)$, $x_2(t)$ — semnale recepționate; $a = \text{sign}\, x_2(t)$; $b = \text{sign}\, x_1(t)$; $a_1 = \text{sign}^*\, x_2(t+\tau_v)$; $a_2 = \text{sign}^*\, x_2(t+\tau_v+\Delta\tau)$; $a_3 = \text{sign}\, x_2(t+\tau_v)$; $a_4 = \text{sign}\, x_2(t+\tau_v+\Delta\tau)$; $a_3 \cdot b = \text{sign}\, x_3(t+\tau_v) \cdot \text{sign}\, x_1(t)$; $a_4 \cdot b = \text{sign}\, x_2(t+\tau_v+\Delta\tau) \cdot \text{sign}\, x_1(t)$; $c = N_{a_3} \cdot b \oplus - N_{a_3} \cdot b \ominus$; $c_1 = \frac{1}{N} c = R^{DR*}_{x_1x_2}(\tau)$; $d = N_a \cdot b \oplus - N_a \cdot b \ominus$; $\tau_z = c - d = \tau_v + \frac{\Delta\tau}{2}$; $v = \frac{l}{\tau_v} = \frac{l}{\tau_z - \frac{\Delta\tau}{2}}$; f_e — frecvență de eșantionare; f — frecvență de comandă variabilă.

* eșantionat.

intercorelație calculată cu relația (24) și aceeași funcție decalată cu $\Delta\tau$, să fie zero, avînd $\Delta\tau$ cunoscut, va rezulta τ_v și de aici viteza V.

În final, schema-bloc a corelatorului pentru determinarea vitezei navelor este prezentată în figura 10. Natura semnalelor utilizate, deci

Bibliografie

[1] *Palcu, I.* Teză de doctorat, Institutul politehnic București, 1970.

[2] Automatica, Management, Calculatoare, vol. **24 A și B** București, Ed. tehnică 1976.

[3] *Hăngănuț, M.* Automatica. București, Editura didactică și pedagogică, 1971.

CZ 621.3.078

AUTOMAT FINIT
PARTIȚII
REALIZĂRI MINIMALE

Despre realizarea automatelor finite prin partiții pereche

RADU DOBRESCU* — București

Introducere

Fie automatul finit $A = (U, X, Y, \varphi, \eta)$ definit prin tripletul U, X, Y de mulțimi finite: a intrărilor (U), a stărilor X și a ieșirilor Y și prin două funcții $\varphi : U \times X \to X$ (funcția de tranziție) și $\eta : U \times X \to Y$ (funcția de ieșire)**.

Dinamica în timp a automatului este dată de perechea de funcții:

$$\varphi : N \times U \times X \to N \times X / (t,u,x) \to [t+1, \varphi(u,x)],$$

$$\eta : N \times U \times X \to N \times y / (t,u,x) \to [t, \eta(u,x)],$$

unde timpul este o mulțime total ordonată T cu cel mai mic element t_0, momentul inițial definit pe mulțimea numerelor întregi. În lucrare se va considera $t_0 = 0$, $T = (N, \leqslant, 0)$, prototipul timpului discret.

Dinamica în timp discret a automatului A poate fi descrisă prin relațiile:

$$s(t+1) = \varphi[u(t), x(t)], \quad (1)$$

$$y(t) = \eta[u(t), x(t)], \quad (2)$$

care pot fi reprezentate prin modelul structural din figura 1, unde τ este unitatea de întîrziere.

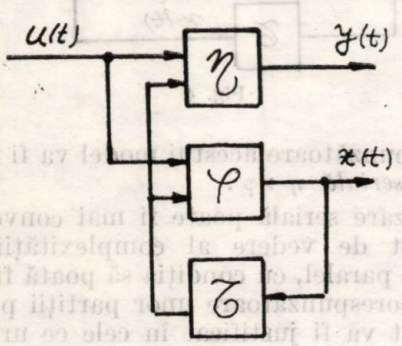


Fig. 1

Realizarea corespunzătoare modelului din figura 1 se numește *realizare paralel*. În lucrare se vor prezenta alte două posibilități de realizare, definite drept seriale. Pentru a facilita înțelegerea tratării ulterioare, se reamintesc unele noțiuni esențiale legate de utilizarea tehnicii partițiilor în realizarea automatelor finite. Pentru detalii recomandăm [2,3].

Definiția 1. O partiție P a mulțimii A este o familie de submulțimi nevide disjuncte a căror reuniune este chiar A.

Definiția 2. Fie automatul $A = (U, X, Y, \varphi, \eta)$ și P_a mulțimea partițiilor peste X. Se spune despre $P \in P_a$ că are proprietatea substituției pe A dacă pentru orice $u \in U$, $x_1 = x_2(P)$:

$$\varphi(x_1, u) = \varphi(x_2, u)\ (P). \quad (3)$$

Definiția 3. O partiție pereche P, P' a automatului $A = (U, X, Y, \varphi, \eta)$ este o pereche ordonată a partițiilor pe X astfel ca:
$s = t(P)$ implică $\varphi(s, u) = \varphi(t, u)\ (P')$ pentru orice $u \in U$. (4)

În particular, o partiție P are proprietatea substituției dacă și numai dacă P, P este o partiție pereche pe A.

Exemplul 1. Fie tabela funcției de tranziție φ a unui automat oarecare, prezentată în figura 2a.

x \ u	u	$\bar{u}$	y
1	1	2	0
2	3	4	1
3	2	1	0
4	4	3	1

Fig. 2

Se pot determina următoarele partiții pereche:

$$(P_1, P_2) = (\overline{1,2}; \overline{3,4}); (\overline{1,3}; \overline{2,4}),$$

$$(P_2, P_1) = (\overline{1,3}; \overline{2,4}); (\overline{1,2}; \overline{3,4}),$$

$$(P_3, P_3) = (\overline{1,4}; \overline{2,3}); (\overline{1,4}; \overline{2,3}).$$

Se constată că P_3 este o partiție cu proprietatea substituției.

Asignarea stărilor se va face astfel: x_1 după partiția P_1, x_2 după partiția P_2 (fig. 2b). Deoarece $P_1 . P_2 = 0$, fiecare stare a lui A este codi-

* Dr. ing. *Dobrescu, R.* este cadru didactic la Institutul politehnic — București.

** Din numeroasele notații utilizate în literatura de specialitate au fost preferate cele de față pentru compatibilitatea cu cele care definesc un sistem (în particular un sistem automat) în [1].

ficată diferit. Întrucît (P_1, P_2) și (P_2, P_1) sînt partiții pereche, variabilele X_1 și X_2 care codifică stările vor fi exprimate prin funcții care nu depind de x_1, respectiv x_2. Se poate verifica cu ușurință completînd diagrame Karnaugh că:

$$X_1 = x_2,$$
$$X_2 = u \oplus x_1,$$
$$Y = x_2.$$

Justificarea consecințelor asignării după partiții pereche se poate urmări în [2].

1. Realizări seriale ale automatelor finite

Definiția 4. Un automat $A_2 = (U_2, X_2, Y_2, \varphi_2, \eta_2)$ este o realizare din punct de vedere al stărilor a automatului $A_1(U_1, X_1, Y_1, \varphi_1, \eta_1)$ dacă există o asignare (f_u, f_x, f_y) a lui A_1 în A_2 în care:

a) Card $f_x(x) = 1$ pentru $x \in X_1$;

b) f_x este injectivă;

c) $\varphi_2(f_x(x), f_u(u)) = f_x(\varphi_1(x, u))$;

d) $f_y[\eta_2(f_x(x), f_u(u)] = \eta_1(x, u)$.

Prin realizare se înțelege, de fapt, transpunerea unui automat abstract într-un corespondent fizic cu o tehnologie ce impune alfabetele de intrare și de ieșire, precum și componentele dispozitivelor electronice. În cele ce urmează, se va considera peste tot cazul comun în tehnică în care alfabetele de intrare, de ieșire și stările componentelor electronice cu memorie sînt binare, deci mărimile U, X, Y iau valori $\{0,1\}$.

În funcție de asignarea aleasă se pot găsi pentru același automat realizări diferite, dintre care avantajoase sînt cele de complexitate redusă.

Din păcate nu există o procedură de determinare a asignării optime și, de multe ori, experiența este criteriul decisiv de alegere a asignărilor. Totuși există numeroase încercări de rutinizare a procedurii de asignare, în special în scopul îndepărtării prin sinteză a fenomenelor de hazard [4]. O altă cale este cea sugerată în [2], bazată pe utilizarea partițiilor pereche $U-X$ și $X-Y$ pentru reducerea complexității funcției φ și pe partiții pereche $U-Y$ și $X-Y$ pentru reducerea complexității funcției η în sensul eliminării dependenței funcționale de unele variabile, după cum se poate vedea în exemplul 1.

Un interes aparte îl prezintă abordarea realizărilor seriale cu asignări determinate de partiții pereche, expusă în [5]. Astfel, se poate modifica modul de descriere a dinamicii unui automat păstrînd relația (1) pentru exprimarea funcției de tranziție, dar exprimînd funcția de ieșire prin:

$$y(t) = \eta[\eta'(t+1), u(t+1)]. \quad (5)$$

Modelul structural al unui automat descris de (1) și (5) este prezentat în figura 3. Se va

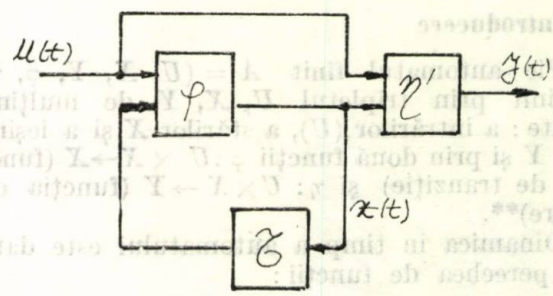


Fig. 3

numi realizare corespunzătoare acestui model *realizare serială* $\varphi \to \eta'$.

De asemenea se poate exprima funcția de tranziție ca funcție de intrare și de ieșire, astfel încît dinamica automatului să fie descrisă de relația (2) și, în loc de (1), de relația:

$$x(t+1) = \varphi'[y(t), u(t)]. \quad (6)$$

Modelul structural al unui automat descris de (2) și (6) este prezentat în figura 4. Realiza-

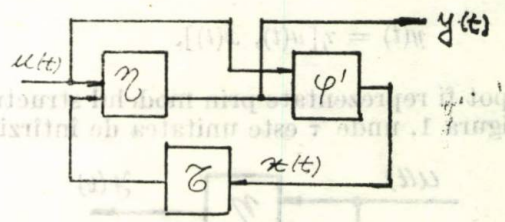


Fig. 4

rea corespunzătoare acestui model va fi numită *realizare serială* $\eta \to \varphi'$.

O realizare serială poate fi mai convenabilă din punct de vedere al complexității decît realizările paralel, cu condiția să poată fi găsite asignări corespunzătoare unor partiții pereche. Acest fapt va fi justificat în cele ce urmează.

2. Realizarea serială $\varphi \to \eta'$

O realizare serială $\varphi \to \eta'$ este posibilă dacă, și numai dacă, pentru orice intrare u și oricare pereche de stări x și x', $\varphi(x, u) = \varphi(x', u)$ implică $\eta(x, u) = \eta(x', u)$.

Exemplul 2. Fie automatul descris prin tabelele funcției de tranziție φ și al funcției de ieșire η prezentat în figura 5a. Se constată că este satisfăcută condiția (7). Tabelul funcției de ieșire este prezentat în figura 5b.

Definiția 5. Fie A un automat satisfăcînd condiția (7), P o partiție a intrărilor U, R o partiție a ieșirilor Y. (P, R) este o partiție pereche $(U-Y)(\eta')$ dacă și numai dacă pentru oricare două stări x, x', și două intrări u, u' astfel ca $u \equiv u'$ (P), $\varphi(x, u) = \varphi(x,'u')$ implică $\eta(x, u) = \eta(x', u')$ (R).

Pentru automatul din exemplul 2, $P_1 = (\overline{a, b}; c, d)$ și $R_1 = (\overline{A, B}; \overline{C, D})$ reprezintă o partiție pereche $U-Y(\eta')$.

Un caz particular este acela în care pentru oricare două stări x, x' și oricare două intrări u, u', $\varphi(x, u) = \varphi(x', u')$ implică $\eta(x, u) = \eta(x', u')$. În acest caz orice partiție (P, R) este o partiție pereche $U-Y$ (η'), iar funcția η' nu mai depinde de intrare (automat de tip Moore).

Definiția 6. Fie A un automat satisfăcînd condiția (7), Q o partiție a stărilor X, R o partiție a ieșirilor Y. (Q, R) este o partiție pereche $X-Y(\eta')$ dacă și numai dacă pentru oricare două stări x, x' și orice intrare u, $\varphi(x,u) = \varphi(x', u)$ (Q) implică $\eta(x, u) = \eta(x', u)$ (R).

Pentru automatul din exemplul 2, $Q_1 = (\overline{1,2}; \overline{3,4})$ și $R_1 = (\overline{A, B}; \overline{C, D})$ reprezintă o partiție pereche $X-Y(\eta')$.

Urmărind posibilitățile de realizare a automatului din exemplul 2 și folosind variabile binare se constată că alfabetul de intrare poate fi codificat cu două variabile u_1 și u_2; stările cu două variabile x_1 și x_2; alfabetul de ieșire cu variabilele y_1 și y_2. Pentru realizarea paralel nu se poate reduce dependența funcțională, deci pentru orice asignare ecuațiile care definesc realizarea paralel vor fi:

$$X_1 = f_1(x_1, x_2, u_1, u_2),$$

$$X_2 = f_2(x_1, x_2, u_1, u_2),$$

$$y_1 = f_3(x_1, x_2, u_1, u_2),$$

$$y_2 = f_4(x_1, x_2, u_1, u_2).$$

Pentru realizarea serială se poate însă obține o reducere a dependenței funcționale. În acest scop se vor completa, în primul rînd combinațiile indiferente în tabelul funcției de ieșire η' din figura 5b, astfel ca să se respecte simultan con-

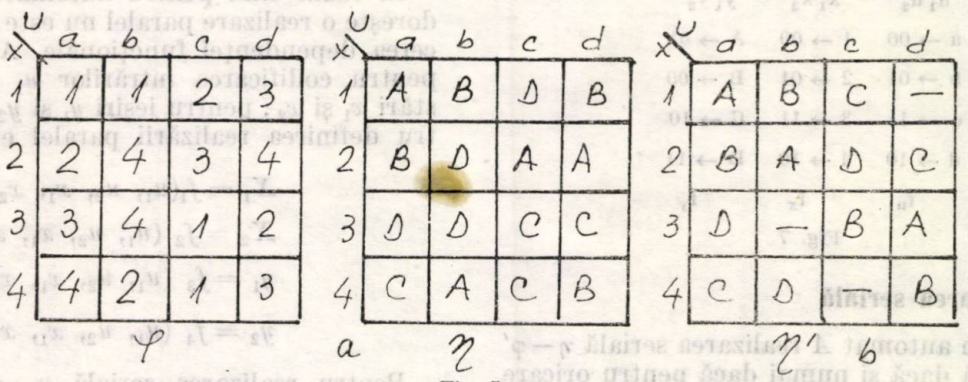


Fig. 5

dițiile de partiție pereche $P-R(\eta')$ și $Q-R(\eta')$. O astfel de completare este prezentată în tabelul din figura 6. De remarcat faptul că, nu întotdeauna este posibilă o astfel de completare. În caz contrar se optează pentru satisfacerea condițiilor pentru o singură partiție pereche [2].

Asignarea stărilor va fi efectuată în modul următor: u_1 corespunzător partiției P_1; x_1

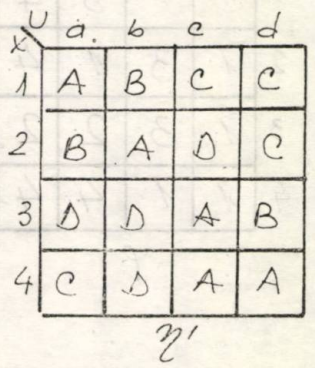


Fig. 6

corespunzător partiției Q_1; y_1 corespunzător partiției R_1. Asignarea variabilelor u_2, x_2 și y_2 este condiționată numai la necesitatea codificării univoce a tuturor mărimilor dintr-un set.

Rezultă, pe baza proprietăților prezentate în exemplul 1, următoarele expresii pentru definirea realizării seriale:

$$X_1 = f_1(u_1, u_2, x_1, x_2),$$

$$X_2 = f_2(u_1, u_2, x_1, x_2),$$

$$y_1 = f_3(u_1, x_1),$$

$$y_2 = f_4(u_1, u_2, x_1, x_2).$$

Cele afirmate se pot verifica cu uşurinţă. Cu asignările din figura 7 rezultă pentru funcţia cu dependenţă funcţională redusă expresia:

$$y_1 = u_1 \oplus x_1.$$

$u_1 u_2$	$x_1 x_2$	$y_1 y_2$
a → 00	1 → 00	A → 01
b → 01	2 → 01	B → 00
c → 11	3 → 11	C → 10
d → 10	4 → 10	D → 11
f_u	f_x	f_y

Fig. 7

3. Realizarea serială

Pentru un automat A realizarea serială $\eta - \varphi'$ este posibilă dacă şi numai dacă pentru oricare două stări x, x' şi orice intrare u:

$\eta(x, u) = \eta(x', u)$ implică $\varphi(x, u) = \varphi(x', u)$.

Exemplul 3. Fie automatul descris prin tabelele funcţiei de tranziţie φ şi al funcţiei de ieşire η prezentate în figura 8a. Se constată că este satisfăcută condiţia (8). Tabelul funcţiei de stare φ' este prezentat în figura 8b.

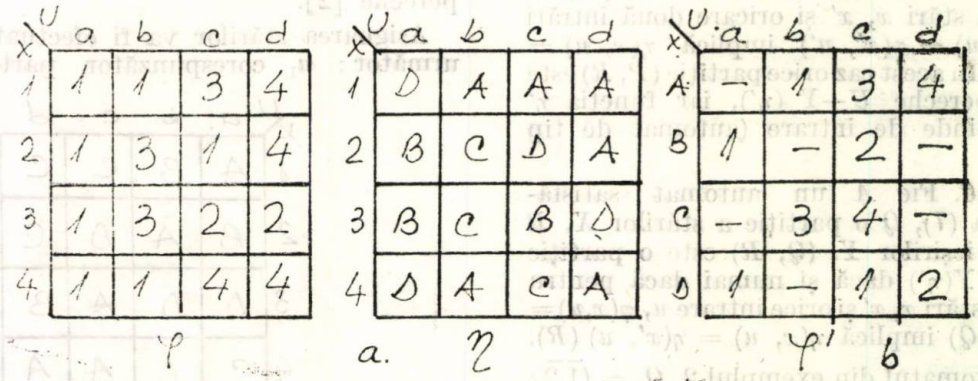


Fig. 8

Definiţia 7. Fie A un automat finit ce satisface condiţia (8), P o partiţie a intrărilor U, Q o partiţie a stărilor X. (P, Q) reprezintă o partiţie pereche $U - X$ (φ'), dacă şi numai dacă pentru oricare două stări x, x' şi oricare două intrări u, u' astfel ca $u = u'$ (P), $\eta(x, u) = \eta(x', u')$ implică $\varphi(x, u) = \varphi(x', u')$ (Q).

Pentru automatul din exemplul 3, $P_1 = (\overline{a, b}; \overline{c, d})$ şi $Q_1 = (\overline{1,2}; \overline{3,4})$ reprezintă o partiţie pereche $U - X$ (φ').

În cazul particular în care orice pereche de partiţii (P, Q) este o partiţie pereche $U - X(\varphi')$, funcţia φ' este independentă de intrare.

Definiţia 8. Fie A un automat ce satisface condiţia (8), Q o partiţie a stărilor X, R o partiţie a ieşirilor Y. (Q, R) este o partiţie pereche $X - Y(\varphi')$ dacă şi numai dacă pentru oricare două stări x, x' şi orice intrare u, $\eta(x, u) = \eta'(x', u')$ (R) implică $\varphi(x, u) = \varphi(x', u)(Q)$.

Pentru automatul din exemplul 3, $Q_2 = (\overline{1,4}; \overline{2, 3})$ şi $R_1 = (\overline{A, B}; \overline{C, D})$ reprezintă o partiţie pereche $X - Y(\varphi')$.

În cazul cînd pentru automatul discutat se doreşte o realizare paralel nu este posibilă reducerea dependenţei funcţionale. Astfel, folosind pentru codificarea intrărilor u_1 şi u_2, pentru stări x_1 şi x_2; pentru ieşiri y_1 şi y_2 se obţin pentru definirea realizării paralel expresiile:

$$X_1 = f_1(u_1, u_2, x_1, x_2),$$
$$X_2 = f_2(u_1, u_2, x_1, x_2),$$
$$y_1 = f_3(u_1, u_2, x_1, x_2),$$
$$y_2 = f_4(u_1, u_2, x_1, x_2).$$

Pentru realizarea serială $n - \varphi'$ se completează mai întîi combinaţiile indiferente din tabelul 8b, respectînd simultan, dacă este posibil condiţiile pentru a avea partiţii pereche $U - X$ (φ') şi $X - Y$ (φ'). O astfel de completare este prezentată în figura 9.

Asignarea variabilelor se va efectua astfel: u_1 corespunzător partiţiei P_1; x_1 corespunzător partiţiei Q_1; x_2 corespunzător partiţiei Q_2; y_1 corespunzător partiţiei R_1; u_2 şi y_2 astfel încît să asigure codificarea univocă a intrărilor, res-

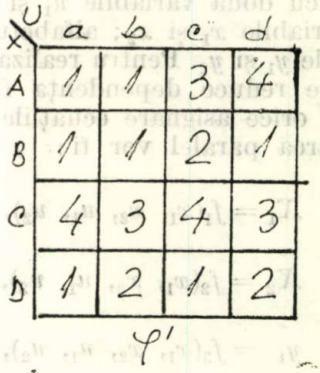


Fig. 9

pectiv, ieşirilor. Vor rezulta următoarele expresii de definire a realizării :

$$y_1 = f_1(u_1, u_2, x_1, x_2),$$
$$y_2 = f_2(u_1, u_2, x_1, x_2),$$
$$X_1 = f_3(u_1, y_1, y_2),$$
$$X_2 = f_4(u_1, u_2, y_1).$$

Pentru verificare se pot utiliza asignările prezentate în figura 10.

$u_1 u_2$	$x_1 x_2$	$y_1 y_2$
a → 00	1 → 00	A → 00
b → 01	2 → 01	B → 01
c → 10	3 → 11	C → 10
d → 11	4 → 10	D → 11
f_u	f_x	f_y

Fig. 10

Rezultă, pentru funcţiile cu dependenţă funcţională redusă :

$$X_1 = \bar{y}_2 (y_1 \cup u_1),$$
$$X_2 = u_2 y_1 \cup u_1 \bar{u}_2 \bar{y}_1.$$

Concluzii

Realizările seriale ale automatelor finite permit, în situaţii particulare, realizări minimale. Un aspect practic al acestor situaţii constă în posibilitatea eliminării unei anumite variabile, fenomen avantajos în cazul restricţiilor FAN—IN, FAN—OUT. Mai mult, utilizarea partiţiilor pereche în realizarea automatelor finite oferă, pe lîngă avantajul algoritmizării şi deci a obiectivizării operaţiei de asignare a stărilor şi posibilităţi de tratare globală a unor aspecte importante legate de decompozabilitatea automatelor finite (problema este tratată pe larg în [2]), în sensul asigurării simultane a dependenţei funcţionale reduse, implementării cu elemente de circuit impuse (de exemplu : registre de deplasare sau sumatoare modulo — 2) şi a separării unor părţi liniare în structura automatului [6].

Bibliografie

[1] *Penescu, C.* Sisteme. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1975.

[2] *Hartmanis, J., Stearns, R.E.* Algebraic structure theory of sequential machines. Prentice-Hall, 1966.

[3] *Şerbănaţi, L.* Teoria automatelor. Lit. Inst. politehnic-Bucureşti, 1975.

[4] *Sprinceană, N., Dobrescu, R., Borangiu, Th.* Automatizări discrete în industrie. Culegere de probleme. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1978.

[5] *Gestri, G.* Serial realization of the next state and output functions of a sequential machine. Information and Control, **21**. December 1972.

[6] *Dobrescu, R.* Consideraţii privind realizarea liniară a automatelor finite. Lucrările Simpozionului internaţional de aplicaţii ale matematicii în teoria sistemelor, 27—30 decembrie 1978, Braşov.

NOTĂ

ALIMENTAREA AUTOMATĂ A MAȘINILOR CU PIESE UTILIZÎND TEHNICA VIBRAȚIEI

Funcția unui dispozitiv de alimentare automată a unei mașini, se poate spune la modul cel mai general, constă în transferul de piese semifabricate sau finisate din exteriorul mașinii către postul de lucru, sau transferul pieselor de la o mașină la alta, în cadrul fluxului tehnologic de fabricație.

Un flux neîntrerupt de fabricație la capacitatea cerută, fără defecțiuni, cu o poziție corectă a pieselor, se asigură numai printr-o alimentare automată a mașinilor. Aceasta face ca o mare parte a cheltuielilor de proiectare și de fabricație în realizarea unui flux tehnologic productiv, să revină alimentării automate a mașinilor.

Unui sistem de alimentare automată i se cere să realizeze următoarele deziderate : să selecteze piesă cu piesă din mulțimea depozitată ; să asigure tactul cerut ; să asigure orientarea exactă a pieselor și să realizeze fluxul neîntrerupt al acestor piese.

Această alimentare automată se poate realiza prin utilizarea de diferite dispozitive ca : disc rotitor de alimentare, elevator de alimentare etc.

Din această gamă de dispozitive, cel mai important este autodistribuitorul vibrator care va fi tratat în articolul de față.

Autodistribuitorul vibrator își găsește aplicații în cele mai diverse sectoare ale industriei moderne, el rezolvînd toate problemele care se pun în cazul alimentării automate a mașinilor.

În plus, fiabilitatea și rentabilitatea acestui aparat sînt foarte importante, deoarece el poate funcționa un timp îndelungat, aproape fără nici un fel de întreținere, fiind apt în special pentru regimuri de exploatare continuă, în condiții foarte variate.

Unul din principalele elemente componente ale unui autodistribuitor este cuva, care are rolul principal în separarea, dintr-o mulțime dezordonată a pieselor, dirijîndu-le în întregime sau parțial orientate, la viteza dorită, prin vibrare, către dispozitivele de orientare și sortare.

Dispozitivele de orientare sînt dispozitive eficace, care asigură orientarea corectă a pieselor, în timp ce dispozitivele de selectare, sînt pasive și resping piesele orientate greșit, returnîndu-le în cuvă.

Autodistribuitorul vibrator, în procesul lui de separare, orientare și transport, este conceput să asigure deplasarea pieselor pe o traiectorie elicoidală. Această mișcare se realizează prin imprimarea autodistribuitorului de oscilații liniare verticale, suprapuse cu oscilații torsionale în plan orizontal. Înseamnă că sistemul de acționare trebuie să realizeze o forță perturbatoare periodică verticală concomitent cu un moment periodic în plan orizontal.

Condițiile amintite pot fi îndeplinite prin folosirea a două sisteme de acționare mult utilizate în prezent și anume, sistemul electromagnetic (fig. 1) și electrodinamic (cu mase excentrice și rotație) (fig. 2).

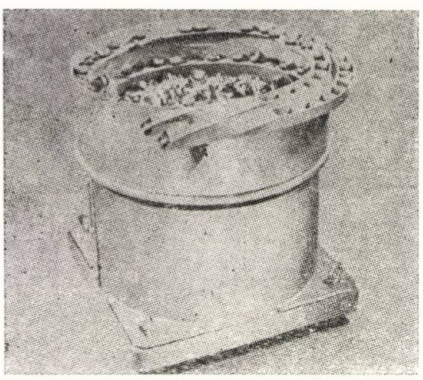


Fig. 1

Autodistribuitorul vibrator acționat electromagnetic, așa cum se poate vedea din tabelul 1, se compune din 2 mase care oscilează reciproc (una față de alta), una din mase (m_1) fiind destinată separării, orientării și transportului pieselor, iar cea de a doua masă (m_2) formînd cadrul de bază sau contramasa.

Cele două mase sînt cuplate între ele prin arcurile K_1 (acumulatoare de energie potențială) dispuse circular.

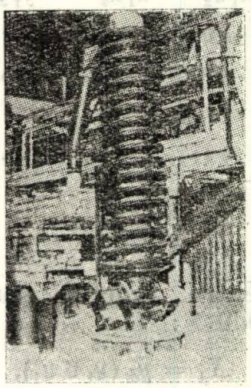


Fig. 2

Așezarea specială a acestor arcuri determină o oscilație elicoidală a sistemului de două mase, oscilație care descompusă este alcătuită dintr-o mișcare oscilatorie de torsiune în plan orizontal și o mișcare de oscilație rectilinie în plan vertical.

Autodistribuitorul vibrator electromagnetic poate fi acționat de unul sau mai mulți electromagneți care generează forța de atracție ce acționează cu frecvența (f) și care determină o vibrație armonică a celor două mase m_1 și m_2. Datorită acestui fapt, se consideră că avem un sistem de oscilație cu două mase cu oscilație forțată.

Trebuie precizat însă, că acest autodistribuitor funcționează în zona de rezonanță, adică frecvența proprie (f_e) este cu 10% pînă la 20% mai mare decît frecvența de acționare. Deci, buna funcționare, siguranța autodistribuitorului în exploatare, depinde în mare măsură de precizia calculelor maselor m_1 și m_2 și a momentelor J_1 și J_2.

În tabelul 1 sînt date principale caracteristici ale autodistribuitoarelor electromagnetice.

Semnificațiile notațiilor din tabel sînt :

m_1, m_2 (kg) — masele în mișcare ale autodistribuitorului vibrator ;

J_1, J_2 (kg m_2) — momentele de inerție ale autodistribuitorului corespunzătoare celor două mase, în raport cu axa verticală a autodistribuitorului.

A_1 $A_2(m)$ — deplasările pe verticală ale maselor ;

$\varnothing_1$, $\varnothing_2$ (m) — deplasările maselor în plan orizontal ;

C_1, c_2 — coeficienții de amortizare în mișcarea de translație și mișcarea de rotație ;

$P(N)$ — amplitudinea (modulul) forței perturbatoare de acționare ;

$M(J)$ — modulul momentului perturbator de acționare ;

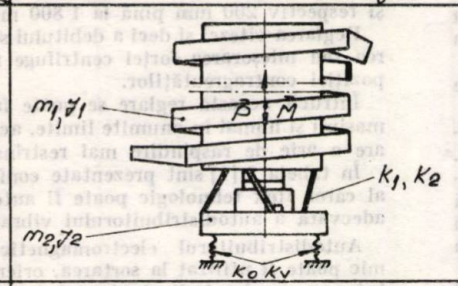
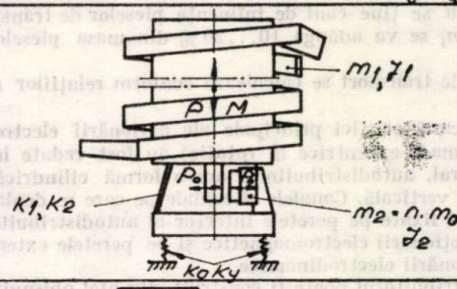
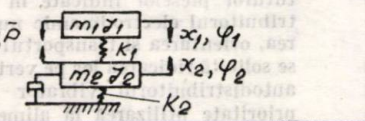
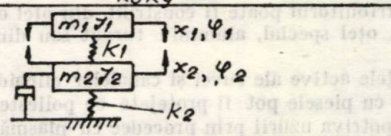
n — numărul electromagneților de acționare ;

$D(m)$ — diametrul de fixare al arcurilor pe cele două mase ;

$K_1(N/m)$ — constanta totală a arcurilor corespunzătoare solicitării în plan vertical ;

$K_2(N/m)$ — constanta totală a arcurilor corespunzătoare solicitării în plan orizontal.

Tabelul 1

Tipul sist. oscilant / Parametrii	Sistem oscilant cu două mase excitat de un electromagnet	Sistem oscilant cu două mase excitat de mai multi electromagneți
Schema autodistribuitorului vibrator		
Reprezentarea idealizată		
Ecuațiile diferențiale ale mișcării	$\begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \ddot{\varphi}_1 \\ \ddot{\varphi}_2 \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} c_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{\varphi}_1 \\ \dot{\varphi}_2 \end{Bmatrix} +$ $\begin{bmatrix} k_1 & k_1 & 0 & 0 \\ k_1 & k_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_2 & k_2 \\ 0 & 0 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} P \\ P \\ M \\ M \end{Bmatrix} \sin \omega t$ în care: $M = P \frac{D}{2} \operatorname{ctg} \beta$	$\begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \ddot{\varphi}_1 \\ \ddot{\varphi}_2 \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} x_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{\varphi}_1 \\ \dot{\varphi}_2 \end{Bmatrix} +$ $\begin{bmatrix} k_1 & k_1 & 0 & 0 \\ k_1 & k_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_2 & k_2 \\ 0 & 0 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} P \\ P \\ M \\ M \end{Bmatrix} \sin \omega t$ în care: $P = n P_0 \operatorname{tg} \beta \qquad M = n P_0 \frac{D_1}{2}$
Frecvența proprie de rezonanță fe (Hz)	$fe = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{m_1 k_1 + k_1 m_2 + J_2 r k_1 + m_1 k_2 r + k_2 r m_2 + k_2 r^2 J_2 + J_1 k_1 r + k_2 r^2 J_1}{m_1 m_2 + m_1 J_2 r + J_1 m_2 r + J_1 J_2 r^2}}$ $fe = (1{,}1 \ldots 1{,}2) f$	
Frecvența de acționare f (Hz)	50 ... 100	50 ... 100
Amplitudinile autodistribuitorului (mm)	$\gamma_1 = \sqrt{A_1^2 + \phi_1^2}$ în care: $A_1 = \frac{C}{\sqrt{B^2 + D^2}}$ $\phi_1 = \frac{A_1}{\operatorname{tg} \beta} = r A_1$ $B = (k_1 - m_1 \omega^2 - J_1 \omega^2 r + k_2 r)(k_1 - m_2 \omega^2 - J_2 r \omega^2 + k_2 r) - (k_1 + k_2 r)^2$ $C = (P + M)(-m_2 \omega^2 - J_2 r \omega^2)$ $D = (k_1 - m_2 \omega^2 - J_2 r \omega^2 + k_2 r)(1 + \eta r) c_1 \omega$ $A_2 = A_1 \sqrt{\frac{(m_1 \omega^2 + J_1 \omega^2 r)^2 + (1 + \eta r)^2 \cdot c^2 \omega^2}{m_2 \omega^2 + J_2 r \omega^2}}$	$\gamma_2 = \sqrt{A_2^2 + \phi_2^2}$ $\phi_2 = \frac{A_2}{\operatorname{tg} \beta} = \gamma A_2$ $c_2 = \eta \cdot c_1$ $r = \frac{1}{\operatorname{tg} \beta}$
Valoarea amplitudinii pt. calcule estimative (mm)	$\gamma_1' = \sqrt{A_1'^2 + \phi_1'^2}$ $A_1' = \frac{C}{B} = - \frac{(P+M)(m_2 \omega^2 + J_2 r \omega^2)}{(k_1 - m_1 \omega^2 - J_1 \omega^2 r + k_2 r)(k_1 - m_2 \omega^2 - J_2 r \omega^2 + k_2 r) - (k_1 + k_2 r)^2}$ $A_2' = A_1' \frac{m_1 \omega^2 + J_1 \omega^2 r}{m_2 \omega^2 + J_2 r \omega^2}$ $\phi_1' = \frac{A_1'}{\operatorname{tg} \beta}$	$\gamma_2' = \sqrt{A_2' + \phi_2'^2}$ $\phi_2' = \frac{A_2'}{\operatorname{tg} \beta}$
Forța de excitație (daN)	$P = A_1 \frac{(k_1 - m_1 \omega^2 - J_1 \omega^2 r + k_2 r)(k_1 - m_2 \omega^2 - J_2 r \omega^2 + k_2 r) - (k_1 + k_2 r)^2}{(1 + \frac{D}{2} \operatorname{ctg} \beta)(m_2 \omega^2 + J_2 r \omega^2)}$	$P = A_1 \frac{(k_1 - m_1 \omega^2 - J_1 \omega^2 r + k_2 r)(k_1 - m_2 \omega^2 - J_2 r \omega^2 + k_2 r) - (k_1 + k r)^2}{(1 + \frac{D_1}{2})(m_2 \omega^2 + J_2 r \omega^2)}$
Forța stat. transmisă la fundație Q stat (daN)	$Q\,stat = G_1 + G_2$	$Q\,stat = G_1 + G_2$
Forța dinamică transm. la fundație Q din. (daN)	oriz. $Q\,din\,o = \Sigma k_o \cdot \gamma_o$ vert. $Q\,din\,v = \Sigma k_v \cdot \gamma_v$	oriz. $Q\,din = \Sigma k_o \cdot \gamma_o$ vert. $Q\,din = \Sigma k_v \cdot \gamma_v$
Înălțimea de ridicare (m)	0,03 ... 0,500	0,03 ... 0,5

Ψ_1, $\Psi_2(m)$ — amplitudinile rezultante ale maselor;
$\beta°$ — panta canalului elicoidal pe care se deplasează piesele.

Pentru a se ține cont de influența pieselor de transportat la masa m_1 se va adăuga 10...20% din masa pieselor din cuvă.

Viteza de transport se calculează conform relațiilor redate în [4].

Citeva caracteristici principale ale acționării electrodinamice (cu mase excentrice în rotație) au fost redate în [4].

În general, autodistribuitorul are o formă cilindrică dezvoltată pe verticală. Canalele elicoidale pe care se deplasează piesele sînt fixate pe peretele interior al autodistribuitorului în cazul acționării electromagnetice și pe peretele exterior în cazul acționării electrodinamice.

Autodistribuitorul poate fi construit din oțel obișnuit, oțel inoxidabil, oțel special, aluminiu turnat sau din masă plastică.

Suprafețele active ale cuvei și canalelor elicoidale care vin în contact cu piesele pot fi protejate cu poliester, teflon sau tratate împotriva uzurii prin procedee cu plasmă, carbură de tungsten sau nichelate.

Caracteristicile principale ale autodistribuitorului vibrator electromagnetic sînt: diametrul, care poate varia de la 100 mm la 1 500 mm și înălțimea de ridicare de la 30 mm la 500 mm [2, 3].

În cazul autodistribuitorului electrodinamic (cu contragreutăți) caracteristicile principale, diametrul și înălțimea de ridicare, pot varia între limitele 500 mm pînă la 1000 mm și respectiv 200 mm pînă la 1 800 mm.

Reglarea vitezei și deci a debitului se poate face prin mărirea sau micșorarea forței centrifuge realizată prin reglarea poziției contragreutăților.

Întrucît această reglare se poate face numai în repaosul mașinii și numai în anumite limite, acest sistem de antrenare are o arie de răspîndire mai restrînsă.

În tabela 2 [1] sînt prezentate configurațiile cîtorva piese al căror flux tehnologic poate fi automatizat prin folosirea adecvată a autodistribuitorului vibrator.

Autodistribuitorul electromagnetic datorită gabaritului mic poate fi utilizat la sortarea, orientarea și la transportul tuturor pieselor indicate în tabelul 2, în timp ce autodistribuitorul electrodinamic nu poate fi folosit decît la sortarea, orientarea și transportul numai a unor piese pentru care se solicită ridicarea lor pe verticală la o înălțime mare. Totuși autodistribuitorul vibrator electrodinamic își găsește cu prioritate utilizarea la alimentarea mașinilor cu role cilindrice, butoi, conice, în cadrul fabricației automatizate de rulmenți.

Utilizarea cu competență pe scară largă a autodistribuitoarelor vibratoare, în automatizarea proceselor tehnologice, asigură mărirea productivității, economisirea de brațe de

Tabelul 2

Cilindru $l > d$	Cilindru $l < d$	Șaibă	Cilindru cu vîrf conic	Colpă, rondelă, inel, sau triunghi de con	Cilindru în trepte diametru redus scurt
Cilindru în trepte diametru redus lung.	Cilindru în trepte lungimi egale	Secțiune inelară	Bucșe secționată	Calotă profilată	Șaibă de siguranță
Cilindru găurit la un capăt	Piuliță	Pistonaș	Vîrf cu capul mare	Cilindru teșit la un capăt	Cilindru în trepte teșit într-o parte
Cilindru în trepte diametre reduse diferit	Tarod	Calotă terminată cilindric	O folă se termină crestată	Cilindru cu cap, corpul mai greu decît capul	Lamelă subțire
Disc rotund cu canal periferic	Ac de rulment	Cilindru un capăt crestat	Reper cu știfturi proeminente	Știft cu flanșă	Secțiune dreptunghiulară
Canal dreptunghiular	Reper plat gaură excentrică	Reper plat neregulat	Formă neregulată	Formă U	Formă cu pereți inegali
Cot	Resort	Formă L	Ondulație la unul din capete	Patrat proeminent pe o față	Dreptunghiular pătrat exterior
Reper cu urechi sau umeri	Secțiune dreptunghiulară	Prindere dreptunghiulară	Format ondulat	Dreptunghiular crestat la un capăt	Cuie de frînare.

Comanda electrică cuprinde întrerupătorul, reostatul de reglare a amplitudinii și redresorul care sînt montate în soclul de bază al autodistribuitorului sau într-un tablou separat, în funcție de tip.

Reostatul permite prin variația intensității (tensiunea rămîne constantă) să se mărească sau să se micșoreze viteza de avans a pieselor chiar în timpul funcționării, ceea ce asigură o mare suplețe de reglare, promtitudine în determinarea exactă a productivității etc.

Toate acestea determină ca autodistribuitorul vibrator electromagnetic să fie cel mai răspîndit, el satisfăcînd cele mai diverse scopuri.

muncă, calitatea sporită a produselor, economie de timp și manoperă.

Bibliografie

[1] *Ronald Webb, Hopper Feeders.* În: Enginneering — sept. 1976.
[2] Prospectul firmei „SORTIMAT" din R.F.G.
[3] Prospectul firmei „SIMEX" din Franța.
[4] *Bublic, A.* și *Topal, D.* elevatoare vibrante. In: Construcția de mașini, nr. 4, 1973.

ing. *Topal, D.* — ICPTCM

MANIFESTĂRI TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

SESIUNEA DE COMUNICĂRI ȘTIINȚIFICE ÎN DOMENIUL TEHNICII DE CALCUL „UN DECENIU DE ACTIVITATE A I.T.C."

În zilele de 23—25 noiembrie 1978 s-au desfășurat în București lucrările sesiunii de comunicări științifice jubiliare „Un deceniu de activitate a Institutului de Cercetări pentru Tehnica de Calcul".

Prilejuind o trecere în revistă a realizărilor românești în domeniul tehnicii de calcul, comunicările prezentate au evidențiat totodată tendințele și perspectivele existente în acest domeniu tehnologic de vîrf.

Lucrările sesiunii s-au desfășurat în cadrul a două secții principale, corespunzătoare preocupărilor actuale majore în domeniul tehnicii de calcul: **hardware** (66 comunicări) și **software** (44 comunicări).

Dintre problemele abordate se remarcă:

— implicațiile utilizării microprocesoarelor asupra arhitecturii calculatoarelor;

— metode de analiză și sinteză a sistemelor digitale tolerante la defectări;

— realizarea unor testoare automate ale subansamblelor sistemelor de calcul;

— probleme implicate de realizarea rețelei naționale de comunicație între calculatoare;

— aspecte constructive și tehnologice ale realizării perifericelor sistemelor de calcul;

— realizarea unor sisteme conversaționale pentru dezvoltarea programelor destinate microprocesoarelor;

— modelarea matematică a gestiunii resurselor calculatoarelor;

— utilizarea programării structurate în scrierea sistemelor de operare;

— utilizarea sistemelor de calcul FELIX în regim de multiprogramare;

— asigurarea la diferite nivele (proiectare, fabricație, exploatare) a fiabilității și securității sistemelor de calcul.

O secțiune specială a fost dedicată sistemului de calcul INDEPENDENT—100, realizare de prestigiu a specialiștilor români; în acest context au fost reliefate tendințele de dezvoltare ale familiei de minicalculatoare INDEPENDENT.

În ultima zi a sesiunii s-au desfășurat mese rotunde cu tematica: „Impactul noilor tehnologii LSI asupra tehnicii de calcul" și „Perspective ale tehnicii de calcul în R.S. România".

Lucrările sesiunii, la care au participat specialiști în domeniul tehnicii de calcul din institutele de cercetare, de învățămînt superior și din producție au prilejuit — prin larga aplicabilitate practică a lucrărilor prezentate — un util schimb de experiență concretizat prin concluzii valoroase pentru activitatea viitoare în acest domeniu.

Ing. *Ioan, C. Bacivarof*

CONFERINȚA IMTERNAȚIONALĂ DE DISPOZITIVE ELECTRONICE (IEDM) — WASHINGTON, D.C., S.U.A. 4—6 DECEMBRIE 1978

Conferința Internațională de Dispozitive Electronice de la Washington, D.C. reprezintă un forum de înaltă ținută științifică pentru prezentarea rezultatelor noi în cercetarea și dezvoltarea dispozitivelor electronice. Ea acoperă o gamă largă de domenii, cum ar fi dispozitive și tehnologii de corp solid, tehnici pentru circuite integrate, tuburi electronice, dispozitive convectoare de energie, detectoare, senzori și elemente de afișare. Această conferință este organizată anual sub auspiciile Societății de Dispozitive Electronice din cadrul Instituției Inginerilor Electricieni și Electroniști (IEEE).

Ediția 1978 a Conferinței, cea de-a 24-a, a reunit în cele 8 săli puse la dispoziție de organizatori, un număr de peste 1400 de participanți.

Lucrările s-au desfășurat în 26 secțiuni pe parcursul a 3 zile. În timpul pauzei de prînz a celei de-a doua zi au fost decernate într-un cadru festiv premiul Jack Morton (lui J. Matisoo, pentru contribuții în domeniul dispozitivelor pe corp solid) și premiul Morris Liebmann (lui K. Kao, R. Maurer, și J. MacChesney, pentru contribuții în domeniul fibrelor optice). Lucrările invitate au subliniat domeniile de maxim interes la Conferința IEDM 1978. Dintre acestea s-au remarcat în mod deosebit prezentările referitoare la integrarea pe scară foarte largă (VLSI) și cele referitoare la circuite integrate pe GaAs.

Integrarea pe scară foarte largă (VLSI) a fost cuvîntul de ordine la IEDM—78 și un număr mare de lucrări au discutat metode diferite de comprimare a dispozitivelor integrate către dimensiunea „magică" de 1 micron. Tehnicile litografice sînt cu fascicul de electroni (E—beam) cu scriere directă, dopările prin implantare ionică și gravările cu ajutorul plasmei. Porțile logice MOS rezultate (cu trasee de 1 micron) au produse putere-întîrziere între 0,22 și 0,6 picojouli. O seamă de lucrări au analizat în detaliu efectele de ordinul doi ce apar în evoluția tranzistoarelor MOS către dimensiunea de 1 micron și care nu se întîlnesc la MOSFET-uri „mari", cum ar fi: electroni fierbinți, captări în trape, fenomene de pătrundere sau scădere a pragului. Contribuții importante în domeniul VLSI au prezentat specialiștii japonezi. Folosind o celulă de memorie cu un capacitor suprapus peste tranzistor (stacked-capacitor cell) și un proces tehnologic cu 3 nivele de siliciu policristalin, ei au discutat realizarea memoriilor RAM de 256 kbiți care ocupă o arie de siliciu cu numai puțin mai mare decît memoriile actuale de 64 k, deși litografia nu e redusă sub 3 microni. O altă contribuție japoneză ce utilizează o celulă I^2L dublu difuzată raportează viteze TTL la consum de putere MOS: timp de acces 20 nanosecunde într-o memorie RAM statică de 1 k ce disipă o putere de 350 mW. Pe baza unei modificări a sistemului MOS cu avalanșă sub poartă flotantă (FAMOS) specialiștii japonezi au prezentat de asemenea memorii ROM programabile electric cu performanțe de retenție deosebite: o scădere cu 1 V a semnalului în 10 ani. Atît cercetătorii japonezi cît și cei americani au prezentat lucrări valoroase în domeniul circuitelor MOS complementare (C—MOS), inclusiv pe substrat izolator (safir). Au fost astfel raportate tranzistoare cu porți de 0,5 microni prezentînd întîrzieri de 200 picosecunde și produse putere-întîrziere de numai 0,1 picojouli.

Potențialul circuitelor integrate pe GaAs a fost, de asemenea, subliniat la IEDM—78. Rezultatele raportate de mai multe laboratoare din S.U.A. concordă asupra avantajelor integrării pe scară largă pe GaAs folosind tranzistoare cu efect de cîmp metal-semiconductor (MESFET): circuitele LSI pe GaAs cu MESFET-uri dovedesc o viteză de 6 ori mai mare decît cele pe siliciu, avînd restul performanțelor egale. Sînt de așteptat întîrzieri tipice pe poartă (1 micron) de 60 picosecunde și produse putere-întîrziere de 35 femtojouli.

Un accent deosebit s-a pus la IEDM—78 pe senzori și detectori. Dintre realizările raportate un interes particular a

stîrnit un dispozitiv pe siliciu folositor ca sensor chimic (sensibil la pH-ul unei soluții). În domeniul senzorilor optici, GaAs este în continuare considerat leader. Au fost astfel raportate detectoare optice de 10 picosecunde realizate cu MESFET pe GaAs care prezintă performanțe superioare față de fotodiodele p—i—n sau fotodiodele cu avalanșă folosite ca detectori pentru transmisia optică la mare distanță prin fibră. Ca senzori de imagine, mai ales pentru aplicații în infraroșu, dispozitivele cuplate prin sarcină (CCD) dețin superioritatea necontestată.

În domeniul microundelor au fost raportate progrese remarcabile tot în tehnologia pe GaAs. Specialiștii japonezi au prezentat diode mixer cu barieră Schottky pentru frecvențe ultraînalte (2000 GHz), iar lucrări americane au discutat posibilitatea integrării complete pe un cip de GaAs a unui receptor de microunde.

Lucrări valoroase au fost de asemenea de prezentate în domeniul analizei și modelării dispozitivelor electronice, în domeniul dispozitivelor de putere și al tuburilor cu undă călătoare (pentru ecrane plate).

Tranzistoarele de putere au ocupat o secțiune întreagă, cu prezentarea mai multor tipuri de tranzistoare FET de putere în tehnologie V—MOS, toate folosind cel puțin o treaptă de implantare ionică și sisteme sofisticate de depuneri dielectrice CVD și metalizări.

Participarea cu lucrări acceptate a fost esențial americană (peste 75% din titluri) și japoneză. Țara noastră a avut inclusă în programul conferinței lucrarea „Calculul bidimensional al tensiunii de străpungere prin avalanșă a capacitoarelor MOS în regim de depresiune adîncă" de A. Rusu (IPB) și C. Bulucea (ICCE). Lucrarea, prezentată de Dr. C. Bulucea, a fost primită cu interes deosebit, ea rezolvînd probleme de actualitate în cercetarea și proiectarea dispozitivelor MOS.

Cele aproximativ 200 de lucrări prezentate oral la Conferință, cît și discuțiile individuale între specialiștii participanți au făcut ca IEDM—78 să se bucure de succes deplin pe linia schimbului de idei și a informării la zi în domeniile de vîrf ale dispozitivelor electronice.

ing. *R. Bârsan*, ICCE

TÎRGUL INTERNAŢIONAL DE PRIMĂVARĂ DE LA LEIPZIG, EVENIMENT DE SEAMĂ AL VIEŢII ECONOMICE INTERNAŢIONALE

Ediţia de primăvară a Tîrgului de la Leipzig care a avut loc între 11 şi 18 martie 1979 s-a desfăşurat sub amprenta jubileului — „30 de ani de la înfiinţarea R.D.G. — primul stat al muncitorilor şi ţăranilor germani" şi în ambianţa manifestărilor prilejuite de împlinirea a 500 de ani de existenţă a Leipzig-lui ca „oraş al muzicii". Deviza tîrgului „Pentru comerţ mondial neîngrădit şi progres tehnic" a atras participarea unui număr de aproximativ 9 000 de expozanţi din circa 60 de ţări. În cadrul tîrgului ofertele au fost prezentate în 22 de săli expoziţionale, 30 de pavilioane, 16 case-tîrg şi pe o suprafaţă neacoperită de 340 000 metri pătraţi. Au participat, în calitate de expozanţi, 12 ţări socialiste, peste 20 de ţări în curs de dezvoltare şi 24 ţări capitaliste.

Un număr de 4 200 de întreprinderi de comerţ exterior, combinate şi întreprinderi industriale din R.D.G. au prezentat rezultatele dezvoltării permanente a ţării gazdă în ultimii 30 de ani. Pentru exportul ofertei vaste, de calitate a ţării gazdă au fost prezente întreprinderi competente de comerţ exterior printre care Invest-Export, Metallurgienhandel Techno-Commerz, Fortschritt Landmaschinen Export-Import, Elektrotechnik Export-Import, WMW Export-Import, Heim-Electric, VEB Carl Zeiss JENA, ROBOTRON Export-Import, Textil-commerz, Wiratex, Glas Keramic şi altele. Ramurile industriale din R.D.G. care au expus au fost reprezentate de birouri de tratative ale întreprinderilor de comerţ exterior profilate pe probleme.

Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1979 a găzduit ca participante 12 ţări socialiste. Ţările membre CAER au făcut cunoscută dezvoltarea dinamică a economiilor lor, ca şi roadele unei fructuoase şi utile colaborări, mai ales în domenii ca industria construcţiilor de maşini, electrotehnică, electronică, construcţia de aparate ştiinţifice, maşini agricole şi utilaje pentru industria alimentară, precum şi în domeniul bunurilor de consum.

Cea mai mare suprafaţă expoziţională din cadrul ţărilor socialiste a ocupat-o U.R.S.S. (12 000 metri pătraţi). Cu standuri reprezentative pentru ramurile importante ale economiei ţărilor lor au fost prezente la tîrg organizaţiile de comerţ exterior din R. P. Polonă, Cehoslovacia, R. P. Ungară, R. P. Bulgaria, R. S. România, R. S. Jugloslavia, R. P. D. Coreană, R. P. China etc. Au mai participat ţările în curs de dezvoltare, ca şi ţările puternic dezvoltate din lagărul capitalist.

Pe lîngă gama de produse internaţionale prezente la tîrg o seamă de manifestări tehnico-ştiinţifice au completat posibilităţile de informare asupra nivelului actual de dezvoltare a tehnicii şi tehnologiei. Astfel de manifestări au fost : Simpozionul internaţional „Contribuţia tribotehnicii în vederea sporirii calităţii, a siguranţei în funcţionare şi a fiabilităţii maşinilor, organizat de Camera pentru tehnică din R.D.G., precum şi Colocviul internaţional „Tahimetria electrooptică în serviciul intensificării lucrărilor geodezice în cadrul economiei naţionale". Cu prilejul unor sesiuni şi comunicări ştiinţifice s-au prezentat informaţii privind : raţionalizarea prelucrării metalelor ; tehnica automatizării ; prelucrarea electronică a datelor ; metalurgia ; maşini grele ; construcţii de oţel ; electrotehnica/electronică ; telecomunicaţii şi tehnica măsurării.

*

Participarea României la Tîrgul de primăvară de la Leipzig a marcat jubileul a 30 de ani de prezenţă consecutivă a ţării noastre la această manifestare. Un asemenea jubileu a constituit un stimulent în vederea unei pregătiri deosebite. Ca participantă tradiţională la Tîrgul din Leipzig, ţara noastră a expus produsele unor sectoare importante ale economiei româneşti pe o suprafaţă de 2 000 metri pătraţi. Astfel, în sectorul maşinilor-unelte specialiştii noştri au fost prezenţi cu o serie de exponate printre care, strungul frontor SF 280, maşina de rectificat RU 450/2000, strungul SP 500 CO ; presa cu excentric PAR 16 şi strungul SM 1 000/5 000, expuse pentru prima oară la Leipzig. S-au prezentat, de asemenea, produse ale industriei metalurgice — table, ţevi, profile etc. În domeniul mijloacelor de calcul au fost prezentate minicalculatorul I—100, un sistem de introducere a datelor tip SID, un perforator P—50 şi minicalculatorul MC 80. Din domeniul industriei electrotehnice şi electronice, au fost expuse transformatoare de putere, motoare şi micromotoare, grupuri de sudură, întrerupătoare electrice, corpuri de iluminat, instalaţii şi elemente de automatizare a diverselor sectoare industriale, aparatură de laborator şi medicină, bunuri electrocasnice, aparate de radiorecepţie şi de televiziune.

Oferta românească a fost completată de o gamă variată de tractoare, maşini agricole, utilaj petrolier, utilaj rutier, compresoare şi motocompresoare. Se mai impun menţionate sectoarele pentru produse alimentare, carte şi filatelie, precum şi standul turistic care au constituit puncte de atracţie atît pentru vizitatorii din R.D.G., cît şi pentru firmele străine expozante la acest tîrg.

Participarea regulată a României la Tîrgul de la Leipzig reprezintă încă o expresie a relaţiilor de colaborare multilaterală prietenească dintre ţara noastră şi R. D. G., corespunzător orientărilor stabilite, în cadrul contactelor la cel mai înalt nivel şi în spiritul Tratatului de prietenie dintre cele două state.

Calitatea tot mai înaltă a produselor româneşti a fost răsplătită pînă acum prin 20 de medalii de aur, 8 medalii de onoare în aur ale tîrgului din Leipzig s-au acordat unor instituţii şi specialişti din R.S.R.

Volumul comerţului exterior dintre R. S. România şi R. D. Germană a crescut din 1950 pînă în 1955 de zece ori. În anul 1979 schimbul de mărfuri va fi de 17 ori mai mare decît în 1955, ponderea cea mai mare în cadrul acestuia o deţin produsele construcţiilor de maşini şi instalaţii (aproape 65%). Se cuvine a se releva, totodată, ponderea tot mai substanţială ce revine formelor înaintate de colaborare economică, respectiv cooperării şi specializării în cercetare, proiectare şi producţie. De asemenea, cunoaşte o continuă dezvoltare colaborarea în domeniul culturii, artei şi învăţămîntului.

Este evident că prezenta şi în acest an a României la tîrgul internaţional de la Leipzig, prestigioasă manifestare economică internaţională, a constituit un prilej de identificare a noi posibilităţi de lărgire a schimburilor comerciale şi a acţiunilor de cooperare dintre cele două ţări socialiste prietene, ca şi între ele ca ţări ale lumii în interesul ambelor popoare, a cauzei generale a colaborării internaţionale.

VENTILATOARE RADIALE ŞI AXIALE

Revoluţia tehnico-ştiinţifică în domeniul construcţiilor de ventilatoare nu se realizează brusc, aşa cum se întîmplă în alte sectoare ale tehnicii. Cu toate acestea se fac progrese tot mai importante şi în acest domeniu.

În ultima vreme, în construcţia ventilatoarelor se folosesc tot mai des materialele plastice, mai ieftine, mai uşoare decît metalul şi insensibile la coroziune.

Ventilatoarele radiale ILKA se construiesc pentru debite de 50 la 800 000 m³/h. Trei mari întreprinderi ale VEB Kombinat Luft-und Kältetechnik din R.D.G. sînt specializate pentru producţia de ventilatoare. Activitatea comună a lor de studii şi cercetări pe această temă a condus la elaborarea unor serii unitare de putere. Aceste aparate se construiesc cu parametrii aferenţi ventilatoarelor de tip tobă, de joasă, medie şi mare presiune. Pentru exemplificare, în figura 1 se prezintă ventilatorul radial VRD 315—630.

În construcţia unor astfel de ventilatoare au fost utilizate piese constructive de bază din seriile standardizate.

Debitele de aer variază între 50 şi 800 000 m³/h, iar diferenţa totală de presiune poate să ajungă pînă la 800 mm col. apă. În toate execuţiile, care diferă prin tipul rotorului, lăţimea carcasei şi diametrul rotorului, raportat la diametrul gurii de aspiraţie, se găsesc aceleaşi subansambluri de construcţie.

Aceste ventilatoare sînt executate în seria de presiune joasă pentru o temperatură a aerului pînă la 85°C, în seria de presiune medie şi o temperatură a aerului de pînă la 350°C, iar în seria de presiune înaltă — pînă la 85°C.

Pe lîngă execuţia normală se oferă şi o execuţie protejată contra producerii de scîntei ca un motor în execuţie antiexplozivă şi un inel de fibră de vulcan înaintea rotorului, respectiv un inel de aluminiu între rotor şi ştuţul de aspiraţie.

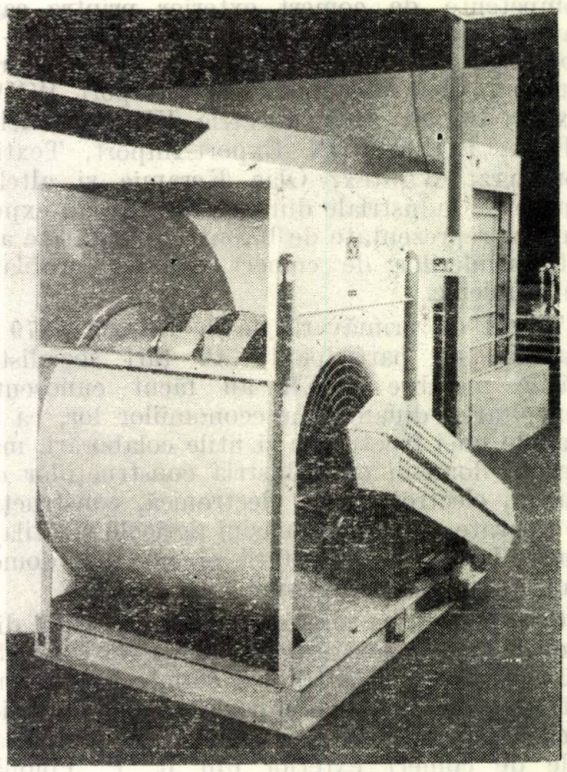


Fig. 1

Ventilatoarele cu aspiraţie liberă se construiesc cu un ajutaj la intrarea aerului pentru reducerea pierderilor de curgere la intrare, precum şi cu un grilaj de protecţie. Aceste ventilatoare pot fi livrate pentru o tempera-

tură a mediului vehiculat de 85°C cu rotorul fixat flotant pe capătul axului motorului, pentru tipurile de mărime 250 pînăla 630, produse în trepte conform seriei R10. La tipurile de mărime 400 și 630 se livrează și o execuție cu acționare prin curele trapezoidale.

Folosirea acestor ventilatoare se face în primul rînd în instalații de climatizare destinate unor clădiri sociale și fabrici textile, fabrici de ciment, întreprinderi de fibre chimice, instalații de aerisire, încăperi de vopsire prin pulverizare etc. S-au echipat cu aceste ventilatoare, între altele, hotelurile, palatul culturii din Dresda, fabricile de ciment din R.D.G. și de peste hotare, precum și întreprinderi de industrie chimică din R.D.G.

Un loc important în programul de fabricație îl ocupă ventilatoarele pentru construcția de centrale electrice.

Ventilatoarele de aer proaspăt și de aspirație se livrează în mărimile menționate anterior pentru cazane, asamblate din elemente, pînă la cazane mari din centralele electrice mari. Aceste ventilatoare radiale mari se oferă, pentru adaptarea lor mai bună la caracteristica instalației, cu acționare prin curele trapezoidale și izclatoare de oscilații.

În ceea ce privește seria unitară de ventilatoare axiale, în prezent se produc pînă la mărimea 400; aceste ventilatoare se livrează cu rotor de oțel, iar începînd cu mărimea 500 pînă la 1 000 — cu palete din material plastic, reglabile în stare de repaus. Temperatura mediului vehiculat este limitată la 40°C, datorită faptului că motorul este expus curentului de aer. Paletele reglabile din material plastic prezintă avantajul că punctul de funcționare a ventilatorului poate fi pus în concordanță cu caracteristica instalației, ceea ce înseamnă că exploatarea se realizează cu un randament maxim fără clapete — fluture care absorb multă energie.

Ventilatoare axiale NEMA (fig. 2) au în componența lor o roată mobilă axială, un motor de antrenare, corpuri cu tuburi de admisie și grătare de protecție; rotorul este din material plastic, iar motorul cu rotor exterior are un diametru de 315 pînă la 630 mm, ceea ce oferă utilizatorului o serie de avantaje:

— pe lîngă randamentul total ridicat al ventilatorului, datorită formei lui aerodinamice bune se reduce mult zgomotul produs, comparativ cu alte tipuri de ventilatoare;

— posibilitatea de instalare în poziție orizontală, verticală sau în altă poziție;

— crearea de condiții bune de aerare pe cale rapidă și simplă;

— un necesar redus de spațiu, precum și o formă exterioară corespunzătoare, o rezistență

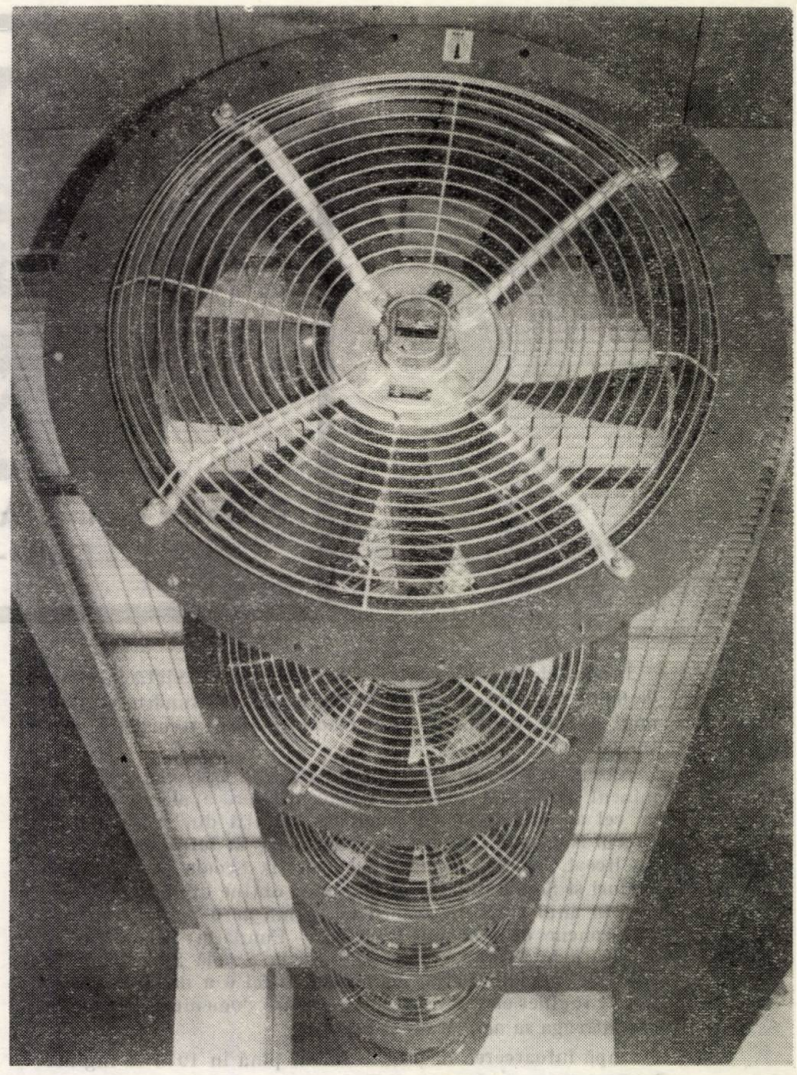
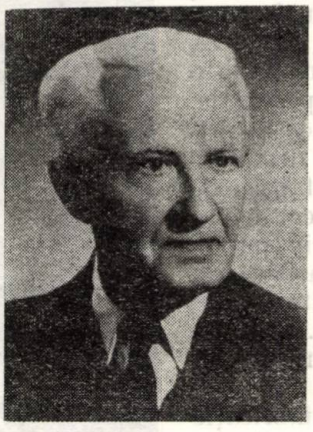


Fig. 2

ridicată la coroziune, realizată prin vopsirea repetată cu uscare în cuptor și grile de protecție zincate în cazul execuției normale sau a execuției complet zincate, constituie alte avantaje pentru uztilizatori.

În domeniul de la −30°C pînă la + 40°C, ventilatoarele axiale NEMA sînt folosite atît în tehnica aerului și a frigului, cît și în toate celelalte domenii economice.

Aceste ventilatoare sînt indicate, în special, pentru vehicularea unor cantități mari de aer, la presiuni relativ reduse. În multe cazuri, aceste aparate sînt folosite pentru aerisirea încăperilor, fiind montate în deschideri în ziduri sau în ferestre, de asemenea, există și o variantă pentru montarea lor pe acoperiș. Se mai pot folosi în băi și bucătării în execuții climatice speciale THA II.



Profesor dr. ing. Alexandru Nicolau
(1889-1978)

În ziua de 31 decembrie 1978 a încetat din viață în vîrstă de 90 de ani Prof. dr. Honoris Causa ing. **Alexandru Nicolau**, unul dintre fondatorii școlii electrotehnice românești contemporane.

Născut la data de 14 februarie 1889, la Iași, viitorul proeminent specialist absolvă cursul primar, apoi, ca bursier, pe cel al unui liceu cu valoroase tradiții din orașul natal: Liceul Național. Este șef de promoție și, la terminarea cursului liceal, în 1908, intră ca student la Școala Națională de Poduri și Șosele din București, unde obține diploma de inginer, în anul 1913. În același an, primește o bursă, acordată prin concurs de Academie Română — Fundația „Adamachi" — și pleacă în Franța, unde studiază la Școala Superioară de Electricitate din Paris, dobîndind astfel o a doua diplomă: cea de inginer electrotehnician. Acestui domeniu îi va consacra întreaga sa activitate și viață.

După întoarcerea în țară, a lucrat pînă în 1916 ca inginer la Societatea Comunală a Tramvaielor din București, calitate în care a participat la proiectarea noilor linii electrificate.

Declanșarea primului război mondial îl pune în fața altor probleme inginerești importante, cum sînt acelea privind organizarea unui centru de telegrafie fără fir la Iași, centru care să fie legat de armatele aliate prin postul Tour Eiffel. Deși nu dispunea de materiale corespunzătoare, a reușit ca în timpul record de o lună să realizeze postul respectiv cu aparatură improvizată în țară. Acesta a funcționat în condiții bune, asigurînd legătura de care aveau nevoie armatele țării. Pentru această realizare tehnică de o deosebită importanță i s-a conferit ordinul „Steaua României" cu gradul de cavaler.

În 1923 inginerul Alexandru Nicolau a fost numit profesor titular la Catedra de mașini electrice a politehnicii din Timișoara, unde a predat neîntrerupt cursul de „Mașini electrice", pînă în anul 1937. În această perioadă a pregătit cu competență nu mai puțin de 24 de promoții de studenți, care, ca ingineri, au avut și au o contribuție esențială la realizarea unor lucrări de o importanță fundamentală pentru dezvoltarea industrială a țării. În perioada 1941—1946 a condus Facultatea de electromecanică a Școlii politehnice din Timișoara, în calitate de decan. În același timp, a înființat și organizat Laboratorul de mașini electrice de aici, echipîndu-l cu utilajul necesar pentru ca studenții să poată obține o pregătire completă din punct de vedere practic. Echipat în continuare cu utilaj complex, mai numeros, spre a satisface cerințele actuale, laboratorul realizat de profesorul Al. Nicolau a stat la baza actualului laborator al Institutului politehnic din Timișoara.

Cursul său de „Mașini electrice", elaborat în două volume și predat la Facultatea de electromecanică, precum și cel de „Aplicații ale electricității în industria minieră" predat la Facultatea de mine, au fost auxiliare prețioase pentru studenți, în munca lor de însușire temeinică a cunoștințelor științifice din aceste domenii. În tot acest timp, exemplul personal al profesorului Alexandru Nicolau în privința competenței, punctualității la toate formele de învățămînt, a exigenței atît față de persoana sa, cît și față de studenți, la prelegeri, proiecte, lucrări de laborator și examene, au ajuns proverbiale.

Realizările tehnice ale profesorului Alexandru Nicolau în domeniul electricității încep în anul 1926, cînd a ocupat funcția de director al Uzinei electrice a municipiului Craiova, care fusese instalată în anul 1896 și fusese echipată cu mașini de curent continuu. În cei zece ani cît a lucrat în această calitate a efectuat, în condiții grele, lucrările de modernizare a uzinei, printre care trecerea acesteia, aproape în întregime, la curent alternativ, extinderea și reorganizarea rețelei de distribuție, ceea ce a permis dezvoltarea orașului.

În anul 1936, a fost numit director al Companiei Generale de Electricitate — AEG — București, unde a activat pînă în 1944, cînd întreprinderea a fost preluată, după o perioadă de tranziție, de statul Român și a devenit întreprinderea „Electrotehnica". Printre lucrările sale tehnice din această perioadă se remarcă, printre altele, contribuțiile la instalarea ferry-boatului Giurgiu-Rusciuc, la dublarea substației electrice Obor — București și executarea substației cu comandă automată de la distanță Titan—București, nou înființată.

Sarcinile puse în fața industriei electrotehnice de opera de electrificare a țării, după înființarea întreprinderii „Electrotehnica", au permis profesorului Alexandru Nicolau, să desfășoare o prodigioasă activitate de creație tehnică: a proiectat și realizat transformatoare de 3 MVA — 6 kV și 6 MVA — 10 kV; electromotoare antiexplozive de 125 kW la 750 rot/min, solicitate de industria minieră; electromotoare capsulate de 105 kW, 750 rot/min pentru antrenarea unor pompe duplex de țiței și produse petrolifere; motoare de 1 000 kW, 6 kV, 3 000 rot/min pentru suflantele de la noile furnale de la Călan și Hunedoara, precum și generatoare sincrone de 25 kVA, 220/380 V la 1 000 rot/min, pentru grupuri electrogene, în total aproape 1 000 de exemplare.

Instalarea noului furnal de 700 m^3 de la Hunedoara și modernizarea furnalului de la Călan, realizarea suflantelor de la uzina „23 August" au impus realizarea ca unicate a unor mașini care prin caracteristicile lor constituiau premiere pentru un constructor de mașini (puteri, turații, construcții). Cu multă ingeniozitate, prin inițiative curajoase, inginerul Alexandru Nicolau a găsit soluțiile optime și mijloacele pentrlu

a realiza, în condițiile acelor ani, asemenea tipuri de mașini. Realizează grupuri de convertizoare de 6 kV c.a. în 440 V c.c., utilizînd pentru aceasta 3 convertizoare vechi existente la uzina Filaret, demonstrînd astfel că la rezolvarea unor probleme tehnice nu este întotdeauna neapărat necesar să se recurgă la importuri oneroase. Pentru livrările menționate a fost decorat. De asemenea, realizează o instalație de protecție antimagnetică, la care a găsit o soluție mult mai simplă decît cele cunoscute. Aceasta a fost extinsă apoi și pentru alte aplicații, cu eliminarea unor instalații electronice costisitoare și mai puțin sigure în exploatare. Pentru aceste lucrări și altele, făcute în cadrul programului de electrificare de 10 ani, a fost distins, în 1970, cu Ordinul Muncii clasa I.

Ingeniozitatea soluțiilor a fost una dintre caracteristicile creațiilor sale, dominată de un impresionant patriotism. Ea rezultă și din înțelegerea corectă a etapei respective, cînd nu se dispunea adesea de mijloacele de care noi, electrotehnicienii de azi, dispunem, dar trebuiau imaginate mijloacele de promovare a progresului. Astfel, atunci cînd uzinele Hunedoara au solicitat un motor cu două viteze, pentru acționarea skifului — cu raportul între viteze de 500/125, la cuplu constant, cu termen de livrare de 6 luni, și pentru care firmele străine solicitante ceruseră un termen de livrare de 18 luni — inginerul Alexandru Nicolau, utilizînd un motor UMEB pentru fabrici de ciment a construit, în termen de numai 6 luni, un motor cu inele colectoare, cu două înfășurări în stator și două în rotor, cu înfășurări fracționare, neutralizate la mașinile de inducție, care a avut toate caracteristicile solicitate. Acesta funcționează și în prezent. La fel, cînd în 1952, Ministerul Chimiei a solicitat un redresor de 1 000 kW la 10 kV pentru cracarea gazului metan, colectivul condus de profesorul Alexandru Nicolau, utilizînd materiale indigene, cu excepția cîtorva tiratroane, a reușit să construiască redresorul, care a funcționat ani de zile în condiții extrem de grele. De altfel, colectivul autor a fost distins pentru această realizare cu Premiul de Stat.

La toate aceste lucrări, profesorul Alexandru Nicolau a participat direct, nu numai la concepție și proiectare, ci și la urmărirea îndeaproape a realizării, dînd dovadă de inițiativă și clarviziune în aprecierea posibilităților, de mare putere de muncă și de mobilizare a colaboratorilor.

Cînd industrializarea țării a pus electrotehnicii românești probleme tot mai complexe, nu se putea să nu se facă apel la experiența vastă, acumulată în domeniul proiectării și construcției mașinilor electrice de profesorul Alexandru Nicolau. Astfel, la proiectarea primului hidrogenerator pentru centralele de pe Bistrița-aval, fiind solicitat ca specialist, a pus în evidență cea mai favorabilă soluție, care a și fost adoptată și a dat asistență tehnică la punerea în funcțiune. De asemenea, cînd pentru a se acoperi lipsa unei puteri electrice de 8 000 kW în rețeaua de 20,8 Hz a uzinelor Reșița, trebuia cuplată acea rețea cu rețeaua de 50 Hz, iar specialiștii uzinei se opriseră asupra soluției de cuplaj rigid cu mașini sincrone, profesorul Alexandru Nicolau a arătat că acel cuplaj duce la deficiențe serioase în exploatare și a arătat avantajele sistemului semielastic de cuplaj cu motor asincron și generator sincron, soluție pe care a recomandat-o ca singura posibilă în condițiile date și care a și fost doptată de către uzină. Pentru executarea acelei instalații și pentru modul în care s-a comportat în exploatare, colectivul de proiectanți și executanți a fost distins cu Premiul de Stat clasa I.

Director al primului institut electrotehnic din țară, începînd din anul 1950, el ocupă în continuare funcții de conducere, ca o recunoaștere a calităților sale tehnice și organizatorice. În aceeași perioadă, contribuie activ, ca expert al Ministerului Energiei Electrice, la dezvoltarea și crearea de noi centrale electrice.

Receptiv la soluțiile și tehnicile moderne, a fost inițiatorul deschiderii unor noi domenii din profilul ICPE, cum sînt cele ale climatizării, acționărilor speciale, aparatajului electrotehnic, utilizării comutației statice. Exemplul său îl simțim și ne propulsează, în condițiile și la mijloacele actuale pe toți aceia care, în decursul anilor, au avut cinstea de a-i fi elevi, colaboratori, apoi colegi.

A fost autor a numeroase brevete de invenție printre care se remarcă „locomotiva electrică în curent alternativ" și „sistemul de transmitere a energiei pe cale electrică cu ajutorul mașinilor unipolare", ultima brevetată în importante țări industrializate. Anul 1970 îl găsește în pragul definitivării altei lucrări: „mașină electrică unipolară", caracterizată printr-o mare simplitate constructivă și siguranță în funcționare, cu aplicații deosebite în domeniul tracțiunii. Soluția dată avea prioritate față de cele date de alți constructori.

Datorită capacității și experienței sale tehnice, profesorul ing. Alexandru Nicolau a fost cooptat ca specialist în Consiliul științific pentru sistemul hidroenergetic Porțile de Fier. De asemenea, a fost membru al unor subcomitete CEI și al altor consilii științifice și tehnice importante.

Pentru rezultatele de mare importanță ale activității sale, înregistrate în soluționarea unor probleme majore, profesorul Alexandru Nicolau a fost distins cu ordine și medalii ale țării noastre: Ordinul Muncii clasa a doua în 1953, cu Ordinul Muncii clasa întîi în 1960, Premiul de Stat în 1955.

De asemenea, conferirea titlului de *doctor honoris causa* de către un for științific prestigios cum este Institutul politehnic din Timișoara, este o recunoaștere a activității marcante depuse de prof. ing. Alexandru Nicolau pentru dezvoltarea electrotehnicii românești. Pe lîngă indiscutabilele calități profesionale, științifice și tehnice, manifestate consecvent de-a lungul întregii sale vieți, rămîne ca un exemplu de urmat prof. Al. Nicolau — „OMUL". Sub masca unei severități, adesea exterioare, se ascundea în fapt un suflet cald, săritor la nevoie, gata oricînd să sprijine pe începători sau pe cei ce ajungeau la un impas în munca de cercetare. De o înaltă ținută morală, a dat dovadă de aprecieri juste asupra oamenilor pe care i-a condus sau cu care a colaborat.

Prin dispariția prof. dr. ing. Alexandru Nicolau, electrotehnica românească, colectivul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — al cărui director a fost mai mulți ani — au pierdut un susținător activ și inspirat, un inginer creator de autentic talent, un savant patriot. Pentru tinerele generații, ca și pentru generațiile de ingineri la formarea cărora a contribuit direct, prof. dr. ing. Alexandru Nicolau va rămîne un exemplu luminos, demn de urmat.

Dr. ing. *Florin Teodor Tănăsescu*

Director ICPE

EXPO '79

PUBLICOM

70122 — Bucureşti — Republica Socialistă România
Bd. N. Bălcescu nr. 22
Telefon : 13.70.73
Adr. telegr. : PUBLICOM — Bucureşti
Telex : CAMROM 11374
Căsuţa poştală : 875

AGENŢIA DE PUBLICITATE PENTRU COMERŢ EXTERIOR

Agenţia de publicitate pentru comerţ exterior. PUBLICOM invită specialiştii interesaţi să viziteze expoziţia internaţională

"TEHNICA NUCLEARA SI TEHNICA DE CALCUL"

organizată la Bucureşti în perioada 19-22 VI 1979

PREZENTA INVITATIE ESTE VALABILA
PENTRU UN NUMAR NELIMITAT DE SPECIALISTI

Pentru detalii privind firmele expozante, locul expoziţiei şi orele de vizitare vă rugăm să vă adresaţi la PUBLICOM, Bucureşti, B-dul N. Bălcescu 22, telefon 14. 75. 35 sau 15. 47. 07/ interior 95 sau 98.

1979 SEP 13

E 2040/1

REFERÁLVA

R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 27 • Nr. 5 • IULIE 1979

1979 OKT 26

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 27 Nr. 5 iulie 1979

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 621.313.33

MAŞINI ELECTRICE ROTATIVE
PROIECTARE SERII UNITARE
OPTIMIZARE

Răduţi, C. : **Proiectarea seriilor unitare de maşini electrice rotative.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, iulie 1979, p. 185

În articol se arată că exceptînd domeniul maşinilor de puteri foarte mari, sau cazul unor utilizări singulare, nici o unitate de proiectare industrială nu mai practică, în prezent, proiectarea maşinilor electrice în afara conceptului de „serie unitară", care conferă fabricaţiei serioase avantaje tehnico-economice. Se mai prezintă particularităţile abordării proiectării seriilor unitare, în comparaţie cu metodele clasice.

CZ 620.92

CRIOELECTROTEHNICĂ
ECONOMIE DE ENERGIE

Cruceru, C. : **Crioelectrotehnica şi economia mondială de energie.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, iulie 1979, p. 194

Se prezintă situaţia actuală cu care este confruntată energetica mondială, privind utilizarea şi raţionalizarea surselor de energie, accentuîndu-se pe sistemele existente şi viitoare de transport al energiei electrice de înaltă şi foarte înaltă tensiune. Se relevă importanţa reducerii pierderilor de energie în sistemele electroenergetice prin aplicarea principiilor crioelectrotehnicii.

CZ 621.3 :535.071

SPECTROSCOPIE
MATERIALE ELECTROTEHNICE
LABORATOR

Ciofu, T. V., Fârşirotu, V. : **Laboratorul de spectroscopie din I.C.P.E. în slujba cercetării materialelor electrotehnice.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, iulie 1979, p. 201

Sînt trecute în revistă principalele direcţii de investigaţie care pot fi realizate în domeniul cercetărilor structurale de material cu dotarea existentă a laboratorului de spectroscopie de absorbţie al I.C.P.E. Se relevă apoi cîteva din studiile şi cercetările întreprinse în ultimii ani în cadrul laboratorului, ca şi direcţiile de dezvoltare a acestora în viitor.

CZ 621.313.2 :621.314.63

MOTOR DE C.C.
REDRESOR COMANDAT
FENOMEN DE COMUTAŢIE
BOBINĂ DE FILTRARE

Ţigler, M. : **Comutaţia motoarelor de c.c. cu excitaţie independentă, alimentată de la redresoare comandate.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, iulie 1979, p. 204

În această lucrare se analizează solicitarea la comutaţie a motoarelor de c.c., alimentate de la redresoare comandate şi se dau indicaţii privind dimensionarea bobinelor de filtrare introduse în circuitul rotoric, din punct de vedere al solicitării la comutaţie.

CZ 621.319.74

SARCINI ELECTRICE
NEUTRALIZARE
DESCĂRCARE CORONA

Botez, D. D. **Neutralizator de sarcini electrice parazite.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, iulie 1979, p. 209

Se prezintă o instalaţie destinată neutralizării sarcinilor electrice care apar la urzitoarele din industria textilă, precum şi unele consideraţii fenomenologice şi rezultate experimentale. Fibrele sintetice încărcate electrostatic sînt descărcate la traversarea unei zone ionizate, creată de o descărcare corona între un şir de ace la înaltă tensiune şi doi electrozi puşi la masă.

CZ 535.241 :628.9

SUPRAFAŢĂ LUMINOASĂ
COSINUSURI DIRECTOARE
DISC LUMINOS

Ioachim, D., Botez, C. : **Contribuţii la calculul iluminării de la suprafeţele luminoase.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, iulie 1979, p. 215

În lucrare se stabileşte o relaţie generală de calcul al iluminării realizate de o suprafaţă luminoasă de dimensiuni mari, de formă oarecare, într-un punct arbitrar al planului de lucru. Se indică o metodă grafică de calcul al iluminării în cazul utilizării discurilor circulare.

CZ 621.327.44.

LĂMPI DE DESCĂRCARE
VAPORI DE SODIU
ÎNALTĂ PRESIUNE

Ivanovici, C., Macrin, G. : **Lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune (LVNa)**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, iulie 1979, p. 219

În material se prezintă lămpile cu sodiu de înaltă presiune care înlocuiesc cu succes lămpile cu vapori de mercur de înaltă presiune, avînd o eficacitate luminoasă mărită, aducînd economii de energie, electrică în iluminatul străzilor, gărilor, halelor industriale, unde indicele de redare a culorilor nu prezintă o importanţă mare.

CZ 62 – 52 :681.3.041

AUTOMATIZĂRI
TEORIA SISTEMELOR

Stănescu, D. : **Proceduri de conducere a sistemelor.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, iulie 1979, p. 229

Se prezintă o metodologie unitară de sinteză atît în domeniul reprezentărilor de stare, cît şi a celor polinominale a sistemelor de conducere care permit simultan cu asigurarea unei conduceri în raport cu o referinţă prescrisă şi rejecţia asimptotică a perturbaţiilor.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PĂPĂDACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1227. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. —2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРАЖНИЕ

УДК 621.313.33

ВРАЩАЮЩИЕСЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
РАЗРАБОТКА ЕДИНОЙ СЕРИИ
ОПТИМИЗАЦИЯ

Рэдуци, К.: **Разработка единых серий вращающихся электрических машин.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27**, № 5, июль 1979 г., стр. 185

В статье показывается, что за исключением области машин большой мощности или случаев некоторых единичных потребностей ни одна из промышленных конструкторских организаций, в настоящее время не практикует разработка электрических машин вне понятия ,,единая серия'', что даёт производству серьозные технико-экономическкие преимущества. Также представляются особенности подхода к проектированию единых серий по сравнению с классическими методами.

УДК 620.92

КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
ЭКОНОМИЯ ЭНЕРГИИ

Кручеру, К.: **Криоэлектротехника и мировая экономия энергии.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27**, № 5, июль 1979 г., стр. 194

В статье представляется актуальная ситуация, с которой сопоставляется мировая энергетика, относительно использования и рационализации источников энергии, подчёркивая существующие и будущие системы передачи электрической энергии высокого и очень высокого напряжения. Подчеркивается важность сокращения потерь энергии в рамках электроэнергетических систем путём применения принципов криоэлектротехники.

УДК 621.3:535.021

СПЕКТРОСКОПЫ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ
ЛАБОРАТОРИЯ

Чофу. Т. В., Фыршироту, В. : **Спектроскопическая лаборатория ICPE на службе исследования электротехнических материалов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27**, № 5, июль 1979 г., стр. 201

Даётся обзор главных направлений исследований, возможны для осуществления в области структурных исследований материала существующими возможностями лаборатории спектроскопической абсорбции в I.C.P.E. В дальнейшем отмечаются некоторые работы и исследования предпринятые в последние годы в рамках лаборатории, а также и направления их дальнейшего развития.

УДК 621.313.2:621.314.63

ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ
КОММУТАЦИОННОЕ ЯВЛЕНИЕ
ДРЕНАЖНАЯ КАТУШКА

Циглер, М.: **Переключение двигателей постоянного тока с независимым возбуждением, питающимся от управляемого выпрямителя.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27**, № 5, июль 1979 г., стр. 204

В данной работе рассматривается нагрузка при переключении двигателей постоянного тока питающихся от управляемых выпрямителей и приведены указания относительно размера дренажных катушек, помещённых в роторную сеть, с точки зрения нагрузки при переключении.

УДК 621.319.74

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ НАГРУЗКИ
НЕЙТРАЛИЗАЦИЯ
КОРОННЫЙ РАЗРЯД

Ботез, Д. Д.: **Нейтрализатор паразитных электрических нагрузок.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27**, № 5, июль 1979 г., стр. 209

В данной работе представлена установка, предназначенная для нейтрализации электрических нагрузок, которые появляются на снопальном барабане в текстильной промышленности, а также и некоторые феноменологические соображения и экспериментальные результаты. Синтетические волокна, электростатически заряженные, разряжаются при пересечении какой-нибудь ионизированной зоны, созданной коронным разрядом между рядами и игл при высоком напряжении и двумя заземленными электродами.

УДК 535.241:628.9

СВЕТЯЩАЯСЯ ПОВЕРХНОСТЬ
НАПРАВЛЯЮЩИЕ КОСИНУСЫ
СВЕТЯЩИЙСЯ ДИСК

Йоаким, Д., Ботез, К.: **Вклад в расчёт освещения от светящихся поверхностей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27**, № 5, июль 1979 г., стр. 215

В работе определяется основное численное выражение совещания, произведенного светящейся поверхностью большого размера любой формы, в одном из произвольных пунктов рабочей плоскости. Указывается также графический метод расчёта освещения в случае использования круглых дисков.

УДК 621.327.44

РАЗРЯДНЫЕ ЛАМПЫ
ПАРЫ НАТРИЯ
ВЫСОКОЕ ДАВЛЕНИЕ

Иванович, К., Макрин, Г.: **Лампы с парами натрия высокого давления.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27**, № 5, июль 1979 г., стр. 219

В материале представляются натриевые лампы высокого давления которые с успехом заменяют лампы с ртутными парами высокого давления, представляющие повышенную экономию электрической энергии на освещение улиц, вокзалов, промышленных цехов, где не имеет большого значения возможные искажения цветов.

УДК 62—52:681.3.041

АВТОМАТИЗАЦИЯ
ТЕОРИЯ СИСТЕМ

Стэнеску, Д.: **Порядок управления системы.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 27**, № 5, июль 1979 г., стр. 229

Представляется единая обобщённая методика в области представлений состояния, а также полиноминальных для систем управления допускающих одновременно с обеспечением управления в соответствии с им отнесением и асимптотическое отбрасывание помехов.

INHALT

DK 621.313.33

ELEKTRISCHE ROTIERENDE MASCHINEN
ENTWERFEN DER EINHEITSREIHEN
OPTIMIERUNG

Răduți, C. : **Entwerfen der Einheitsreihen von elektrischen, rotierenden Maschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, Juli 1979, S. 185

In Artikel wird gezeigt, dass mit Ausnahme des Bereichs der Höchstleistungsmachinen oder im Falle vereinzelter Anwendungen keine einzige Einkeit für industrielles Entwerfen zur zeit electrische Maschinen ohne das Konzept ,,Einheitsserie'' entwirft, das der Fertigung ernstilche technisch ökonomische Vorteile verleiht. Es werden noch die Anwendungsbesonderheiten des Entwerfebs von Einheitsreihen im Vergleich zu den klassischen Methoden geschildert.

DK 620.92

KRYOLELEKTROTECHNIK
ENERGIEEISPARUNG

Cruceru, C. : **Die Kryoelektrotehnik und die Veltenergieeinsparung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, Juli 1979, S. 194

Es wird gegenwärtige Lage bezüglich der Energiequellenverwendung und — rationalisierung der Weltenergetik dargestellt, wobei auf die gegenwärtigen und zukünftigen Transportsysteme der Hochspannungs — und Höchstspannunselektroenergie Gewicht gelegt wurde. Es wird die Bedeutung der Energieverlustherabsetzung in den elektroenergetischen Systemen durch Anwendung der Kryoelektrotechnik — Prinzipien hervorgehoben.

DK 621.3 :535.071

SPEKTROSKOPIE
ELEKTROTECHNISCHE MATERIALIEN
LABOR

Ciofu, T. V., Firşirotu, V. : **Das I.C.P.E. Spektroskopielabor im Dienste der Erforschung der elektrotechnischen Materialien.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, Juli 1979, S. 201

Es werden die bedeutendsten Forshungsrichtungen erwähnt, die im Bereich der Materialstrukturforschung mit Hilfe der im I.C.P.E. vorhandenen Ausrüstung des Absorptionsspektroskopielabors verwirklicht werden können. Anschliessend werden einige in den letzten Jahren des Labors durchgefürten Studien und Forschungen sowie deren zukünftige Entwicklungsrichtungen hervorgehoben.

DK 621.313.2 :621.314.63

GEICHSTROMMOTOR
GESTEUERTER GLEICHRICHTER
KOMMUTATIONSERSCHEINUNG
NETZDROSSEL

Tigler, M. : **Die Kommutation der Gleistrommotoren mit durch gesteuerte Gleichrichter gespeister Fremderregung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, Juli 1979, S. 204

In dieser Arbeit wird die Kommutationsbeanspruchung der durch gesteuerte Gleichrichter gespeisten Gleichstrommotoren untersucht, und es werden Hinweise gegeben bezüglich der Bemessung der in den Rotorkreis eingeführten Netzdresseln vom Standpunkt der Kommutationsbeanspruchung aus.

DK 621.319.74

ELECTRICHE LADUNG
NEUTRALISATION
KORONA ENTLADUNG

Botez, D. D. : **Neutralisator elektrischer Parasitärladungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, Juli 1979, S. 209

Es wird eine Anlage zur Neutralisation elektrischer Ladungen, die in den Schärmaschinen der Textilindustrie auftreten, beschrieben, und ausserdem werden einige phänomenologische Betrachtungen und experimentelle Ergebnisse geschildert. Die elektrostatisch geladenen, synthetischen Textilfasern werden durch das Überqueren einer ionisierten zone, die durch die Korona Entladung zwirschen einer Hochspannungsnadelreiche und zwei Elektroden mit Körperschluss geschaffen wurde, entladen.

DK 535.241 :628.9

LEUCHTFLÄCHE
RICHTUNGSKOSINUSSE
LEUCHTSCHEIBE

Ioachim, D., Botez, C. : **Beiträge zur Beleuchtungsberechnung der Leuchtflächen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, Juli 1979, S. 215

In der Arbeit wird eine allgemeine Bezichung der auf einer grossen Leuchtfläche beliebiger Form in einem arbiträren Punkt des Arbeitzplans durchgefürten Beleuchtungsberechnung festgelegt. Es wird ein graphisches Verfahren zur Beleushtungsberechnung im Falle der Verwendung einer Rundscheibe angegeben.

DK 621.327.44

ENTLADUNSLAMPE
NATRIUMDÄMPFE
HOCHDRUCK

Ivanovici, C., Macrin, G. : **Natriumhochdruckdampflampen (LVNa).**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, Juli 1979, S. 219

In der Arbeit werden Natriumhochdruckdampflampen beschrieben, die die Quecksilberhochdruckdampflampen mit Erfolg ersetzen, eine grössere Leuchtwirksamkeit haben und durch die Einsparungen an elektrischer Energie bei der Beleuchtung von Strassen, Bahnhöfen, Industriehallen, wo dem Kennwert der Farbenwiedergabe keine grösse Bedeutung zukommt, gemacht werden.

DK 62–52 :681.3.041

AUTOMATISIERUNGEN
SYSTEMTHEORIE

Stănescu, D. : **Systemleitverfahren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, Juli 1979, S. 229

Es wird eine unheitliche Synthesemethodologie sowohl im Bereich der Zustandsdarstellungen als auch in dem der polinominalen Darstellungen der Leitsysteme Beschrieben, die simultan mit der Leitsicherung im Verhältnis zur vorgeschriebenen Referenz auch eine asymptotische Störungsunterdrückung ermöglicht.

CONTENTS

DC 621.313.33

ROTATIVE ELECTRIC MACHINES
UNITARY SERIES DESIGN
OPTIMIZATION

Răduţi, C. : **Unitary Series Design of rotative electric Machines.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, July 1979, p. 185

The article demonstrates that, except the area of very high power machines, or in care of special use, nou industrial design unit, no longer designs electric machines, but within ,,unitary series'', which confers the manufacture, remarcable tehnical-economical advantage. The peculiarities of unitary series design, compared to the classic methods are also diverssed.

DC 620.92

CRYOELECTROTECHNICS
ENERGY SAVINGS

Cruceru, C. : **Cryoelectrotechnics and the world energy savings.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, July 1979, p. 194

The present conjecture with the world energy is confronted, regarding the utilization and rationalization of the energy supply sources, is presented, stress being laid upon the existing and future high and extra high voltage electric energy transportative systems. The importance of diminishing the energy loss in the electroenergetic systems by applying the cryoelectrotecnics principles is reveald.

DC 621.3 :535.071

SPECTROSCOPY
ELECTRICAL ENGINEERING
MATERIALS
LABORATORY

Ciofu, T. V., Firşirotu, V. : **The I.C.P.E. Spectroscopy Laboratory in the service of electrical engineering materials research.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, July 1979, p. 201

The main investigation trends in the field of material structure research feasible with the existing equipment of the absorbtion spectroscopy laboratory of I.C.P.E. are reviewed. Some of the studies and research undertaken by the laboratory, for the last years, as well as their future development are revealed.

DC 621.313.2 :621.314.63

D. C. MOTOR
CONTROLLED RECTIFIER
SWITCHING PHENOMENON
FILTERING COIL

Tigler, M. : **Independent excitation d.c. motor switching supplied by controlled rectifier.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, July 1979, p. 204

This paper analizes the switching stress of the d.c. motors supplied by the control rectifier and instructives are given us to the rating of the filtering coils introduced in the rotor circuit, from the switching stress point of view.

DC 621.319.74

ELECTRIC CHARGE
NEUTRALIZATION
CORONA DISCHARGE

Botez, D. D. : **Stray electric charge neutralizer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, July 1979, p. 209

A device meant for the stray electric charge neutralization appearing at the warping mill, in the textile industry, as well as some phenomenologic considerations and experimental results are presented. The synthetic fibres, electrostatically charged are discharged when passing through a ionized zone, produced by a corona discharge between a series of high voltage needles and two grownded electrods.

DC 535.241 :628.9

LUMINOUS SURFACES
DIRECTION COSINE
LUMINOUS DISK

Ioachim, D., Botez, C. : **Contributions to the calculations of the illumination produced by the luminous surfaces.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, July 1979, p. 215

A general experting relationship of the illumination obtained by means of a large luminous surface of a certain

shape in an arbitrary point of the working plane is established. A graphical method of calculating the illumination in case of the circular disks utilization is given.

DC 621.327.44

DISCHARGE LAMP
SODIUM VAPOURS
HIGH PRESSURE

Ivanovici, C., Macrin, G. : **High pressure sodium vapours lamp (LUNa).**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, July 1979, p. 219

The high pressure sodium lamp which successfully replaces the high pressure vapour lamps, having increased luminous performance, leading to significant electric energy saving in the lightening of streets, railway stations, and industrial halls, where the colour reproduction is not very important is presented.

DC 62–52 :681.3.041

AUTOMATION
THEORY OF SYSTEMS

Stănescu, D. : **System control techniques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, July 1979, p. 229

A unitary syntheses methodology is presented, used both in the state reprezentation area and in the polynomial are, for the control systems which provide at the some time and the disturbance asymptotic rejection together with the control according to a specified reference.

SOMMAIRE

CD 621.313.33

MACHINES ELECTRIQUES ROTATIVES
DESIGN DES SERIES UNITAIRES
OPTIMISATION

Răduți, C. : **Design des séries unitaires de machines électriques rotatives.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, juillet 1979, p. 185

Dans cet article on montre qu'à l'exception du domaine des machines de très grandes puissances ou du cas de certaines utilisations singulières, à l'heure actuelle, aucune unité de design industriel ne pratique plus le design des machines électriques en dehors du concept de ,,série unitaire'' qui confère à la fabrication de remarquables avantages technico-économiques. On y présente également les particularités de l'application du design des séries unitaires par rapport aux méthodes classiques.

CD 620.92

CRYOÉLECTROTECHNIQUE
ECONOMIE D' ÉNERGIE

Cruceru, C. : **Cryoélectrotechnique et économie mondiale d'énergie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, juillet 1979, p. 194

On y présente l'état actuel auquel est confrontée l'énergétique mondiale quant à l'utilisation et à la rationalisation des sources d'énergie, tout en mettant l'accent sur les systèmes existents et sur les systèmes de l'avenir pour le transport de l'énergie électrique de haute et très haute tension. On relève l'importance de la réduction des pertes d'énergie dans les systèmes électroénergétiques par l'application des principes de la cryoélectrotechnique.

CD 621.3 :535.071

SPECTROSCOPIE
MATERIAUX ELECTROTECHNIQUES
LABORATOIRE

Ciofu, T. V., Fârșirotu, V. : **Le laboratoire de spectroscopie de l'I.C.P.E. au service de la recherche des matériaux électrotechniques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, jillet 1979, p. 201

On y passe en rèvue les principales directions d'investigation qui peuvent être réalisées dans le domaine des recherches structurales de materiel au moyen de l'équipement existent dans le laboratoire de spectroscopie d'absorption de l'I.C.P.E. Ensuite on présente quelques unes des études et recherches entreprises les dernières années dans ce laboratoire ainsi que les directions de développement de celles-ci à l'avenir.

CD 621.313.2 :621.314.63

MOTEUR DE C. C.
REDRESSEUR COMMANDE
PHENOMENE DE COMMUTATION
BOBINE DE FILTRAGE

Tigler, A. : **Commutation des moteurs de c.c. à excitation indépendante alimentés par des redresseurs commandés.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, juillet 1979, p. 204

Dans cet ouvrage on analyse la sollicitation à la commutation des moteurs de c.c. alimentés par des redresseurs commandés et l'on donne des indications sur le calcul des dimensions des bobines de filtrage introduites dans le circuit rotorique, du point de vue de la sollicitation à la commutation.

CD 621.319.74

CHARGES ÉLECTRIQUES
NEUTRALIZATION
DECHARGE CORONA

Botez, D. D. : **Neutralisateur de charges électriques parasites.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, juillet 1979, p. 209

On y présente une installation destinée à la neutralisation des charges électriques qui apparaissent aux machines d'ourdissage de l'industrie textile ainsi que quelques considérations phénoménologiques et résultats expérimentaux. Les fibres synthétiques chargées à électricité statique sont déchargées au passage par une zone ionisée crée à la suite d'une décharge corona entre une série d'aiguilles à haute tension et deux électrodes mises à masse.

CD 535.241 :628.9

SURFACE LUMINESCENTE
COSINUS POUR LE CALCUL DE
L'ILLUMINATION
DISQUE LUMINESCENT

Ioachim, D., Botez, C. : **Contributions au calcul de l'illumination par des surfaces luminescentes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, juillet 1979, p. 215

Dans cet ouvrage on établit une relation générale de calcul de l'illumination réalisée au moyen d'une surface luminescente de grandes dimensions, d'une forme quelconque, dans un point arbitraire du plan de travail. On y indique également une méthode graphique de calcul de l'illumination dans le cas de l'utilisation des disques luminescents circulaires.

CD 621.327.44

LAMPES À DECHARGE
VAPEURS DE SODIUM
HAUTE PRESSION

Ivanovici, C., Macrin, G. : **Lampes à vapeurs de sodium de haute pression (LVNa).**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, juillet 1979, p. 219

On y présente les lampes à sodium de haute pression qui remplecent à succès les lampes à vapeurs de mercure de haute pression tout en ayant une eficacité accrue d'illumination, le résultat de leur utilisation étant l'économie d'énergie électrique dans l'ilumination des reus des gares, des halles industrielles où l'indice de représentation des couleurs ne présente pas une grande importance.

CD 62–52 :681.3.041

AUTOMATISATIONS
THÉORIE DES SYSTÈMS

Stănescu, D. : **Modalités de mangement des systemes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 5, juillet 1979, p. 229

On y présente une méthodologie unitaire de systèmes tant dans le domaine des représentations d'état que dans le domaine des représentations polynômiales des systèmes de management qu permettent à la fois la possibilité d'assurer un management par rapport à une référence prescrite et la rejection asymptotique des perturbations.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 5

CZ 621.313.43

MAŞINI ELECTRICE ROTATIVE
PROIECTAREA SERIILOR UNITARE
OPTIMIZARE

Proiectarea seriilor unitare de maşini electrice rotative

CONSTANTIN RĂDUŢI* — Bucureşti

1. Generalităţi

Literatura de specialitate este relativ bogată în lucrări privind proiectarea maşinilor electrice, în care se urmăreşte optimizarea soluţiei de calcul, dimensionare considerînd maşina respectivă, ca atare, drept un unicat, fără a insista asupra actualelor criterii de tipizare constructivă şi tehnologică utilizate în industrie.

În realitate, exceptînd unele cazuri singulare care se întîlnesc în domeniul maşinilor de puteri foarte mari, sau pentru utilizări speciale, nici o unitate de proiectare industrială nu mai efectuează astăzi proiectarea maşinilor electrice în afara conceptului de „serie unitară", care conferă fabricaţiei serioase avantaje tehnico-economice.

Este, de altfel, cunoscut că în sfera maşinilor electrice s-au realizat în ultimii 20 de ani importante standardizări pe plan internaţional, în ceea ce priveşte şirurile de puteri şi dimensiunile de gabarit şi montaj, în pofida sau poate tocmai din cauza dezvoltării fără precedent a fabricaţiei respective.

Aceste normalizări, precum şi unele criterii tehnico-economice, de organizare a fabricaţiei de serie, introduc anumite grade de libertate în proiectare. O maşină nu mai poate fi gîndită, optimizată, în mod independent. Se impune, deci elaborarea şi fabricarea unei serii concepută în mod unitar, optimizată pe ansamblu şi pe gabarite, chiar dacă în multitudinea de tipodimensiuni se vor găsi exemplare care nu vor reprezenta un maximum-maximorum de eficienţă tehnico-economică.

În schimb, în fabricaţie îşi vor găsi loc importante cîştiguri tehnologice şi organizatorice, prin adoptarea unor echipamente de mare productivitate şi restrîngerea la maximum a gamei sortimentale de materiale şi piese uzinate, iar utilizatorii de oriunde vor beneficia de avantajele tipizării dimensiunilor de montaj şi parametrilor energetici, ca şi de cele ale interschimbabilităţii produselor şi reperelor.

Elaborarea seriilor unitare de maşini electrice nu trebuie nicidecum privită ca o încorsetare, ca o acţiune contrară diversificării fabricaţiei. Dimpotrivă, existenţa unei gîndiri de serie unitară încă de la proiectare, permite o largă diversificare de tipodimensiuni, apariţia altor serii (numite în industrie serii „derivate"), prin adoptarea unui sistem logic de combinare a reperelor tipizate.

Desigur, proiectarea seriilor unitare de maşini electrice se supune unor rigori, care nu au fost tratate în manualele de specialitate. De exemplu, optimizarea geometriei transversale a maşinii nu se mai poate studia pentru o anumită putere şi turaţie dată, ci pur şi simplu pentru o tolă cu un anumit diametru exterior (calculat din alte considerente decît cele întîlnite în literatură), indiferent de puterile maşinilor care se vor construi pe această tolă. Apar anumite probleme privind convergenţa constructivă şi tehnologică a seriei, schemele de izolaţie şi de ventilaţie, tipizarea materialelor şi reperelor, codificarea acestora etc.

Proiectarea seriilor unitare de maşini electrice impune stabilirea unui algoritm unitar de calcul, care să permită optimizarea soluţiei de ansamblu pe un calculator. Această proiectare este de neconceput fără o bază de date din experienţa de fabricaţie şi ar rămîne un simplu joc matematic, dacă nu ar lua în consideraţie cele mai recente cercetări efectuate asupra materialelor, proceselor tehnologice, schemelor de răcire şi ventilaţie, studiilor de fiabilitate etc.

* Dr. ing. *Răduţi, C.* este conferenţiar la Institutul politehnic — Bucureşti, Facultatea de electrotehnică, Catedra de maşini electrice.

2. Domeniul seriei unitare. Limite

În general, o serie unitară de mașini poate cuprinde o mulțime de tipodimensiuni, domeniul său fiind limitat de următoarele criterii de bază :

A — similitudinea constructivă a seriei ;
B — similitudinea tehnologică ;
C — criteriul parametrilor de funcționare ;
D — criteriul condițiilor de funcționare ;
E — tipurile de materiale utilizate.

A — *Similitudinea constructivă* a unei serii unitare de mașini electrice rotative presupune :

a. Unitatea design-ului seriei, în sensul că toate gabaritele trebuie să se supună unei concepții arhitecturale bine definite, în care, în principiu, nu se admit modificări structurale de la o tipodimensiune la alta. Excepție pot face unele detalii nesemnificative pentru alura generală a seriei (prinderea scuturilor cu 3,4, 6 sau 8 șuruburi, complexitatea cutiei de borne în funcție de puterea mașinii, sistemul de introducere a cablurilor în cutia de borne, sistemul de ventilație ca formă și număr de palete a ventilatorului, etc.).

Neglijat în trecut, design-ul industrial capătă din ce în ce mai mare importanță în proiectarea seriilor unitare de mașini. Arhitectul-tehnolog, bun cunoscător al caracteristicilor tehnice și de utilizare ale mașinilor este un component marcant al colectivelor de proiectare. În cazul concret al seriilor unitare de mașini electrice rotative forma rotundă clasică, în secțiune transversală, lasă din ce în ce mai mult loc unor desene inedite, de exemplu forma pătrată, de pătrat rotunjit, hexagonală sau octogonală.

În figura 1 se arată comparativ, pentru seria de motoare asincrone în protecție *IP* 23, utilizarea carcasei de formă pătrată în raport cu carcasa rotundă, rezultînd o soluție mai compactă, cu înălțimea capului de ax mai mică în cazul carcasei pătrate. În plus colțurile inferioare ale carcasei servesc pentru prinderea mașinii de fundație, fără a mai fi necesare tălpi speciale ca în cazul carcaselor circulare.

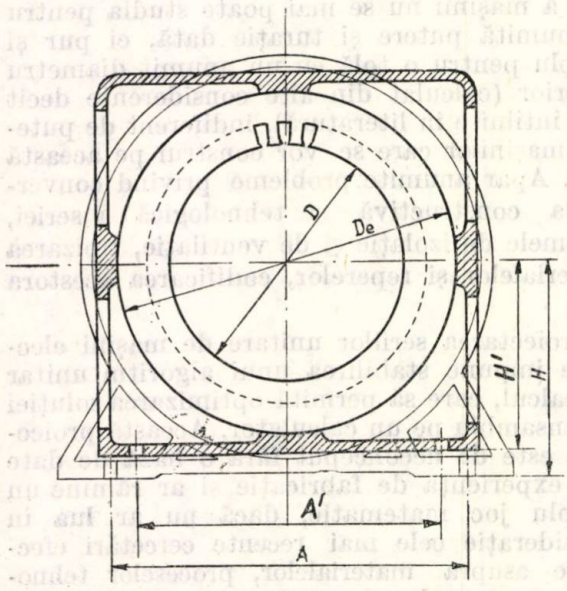


Fig. 1. Comparație între forma rotundă și pătrată a carcasei la motoare IP 23.

La motoarele sincrone cu două turații pentru ascensoare fabricate la Întreprinderea de mașini electrice — București s-a reușit o frumoasă linie prin adoptarea unei forme pătratice rotunjite, cu nervuri de răcire dispuse în sens transversal (fig. 2).

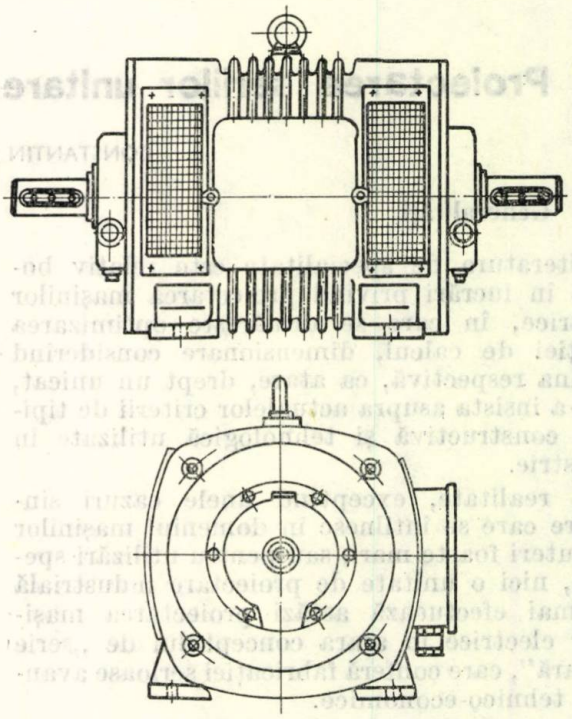


Fig. 2. Motor de ascensor din seria ASTA, cu carcasă rectangulară-curbilinie.

În sfîrșit, la seriile de motoare de curent continuu pentru mașini-unelte și pentru metalurgie (în general, la motoarele cu domeniu larg al reglajului de viteză, alimentate de la mutatoare) s-a adoptat forma octogonală a circuitului magnetic lamelar, înlăturîndu-se complet carcasa de tip clasic (fig. 3). Tolele circuitului magnetic se strîng cu ajutorul unor flanșe care asigură și fixarea mașinilor pe instalațiile acționate.

Design-ul unei serii nu se limitează însă la forma elementului de bază, ci analizează și alte aspecte secundare, dar nu lipsite de importanță. Printre acestea pot fi citate :

— forma și amplasarea cutiei de borne (lateral, vertical sau la 45°, deasupra carcasei, cu posibilitatea rotirii intrării cablurilor din 90° în 90°, etc.) ;

— forma scuturilor, tălpilor de prindere la fundație etc. ;

— sistemul de ridicare a mașinii (inele sau urechi de ridicare) și amplasarea sa ;

— forma apărătoarelor de ventilaţie şi a capacelor de vizitare, inclusiv forma şi sistemul de realizare a găurilor de ventilaţie, sistemul de fixare şi mecanismele de închidere-asigurare;

— plăcuţele indicatoare şi etichetele comerciale ale maşinilor.

b. Convergenţa constructivă a seriei de maşini în sensul că în succesiunea lor firească de creş-

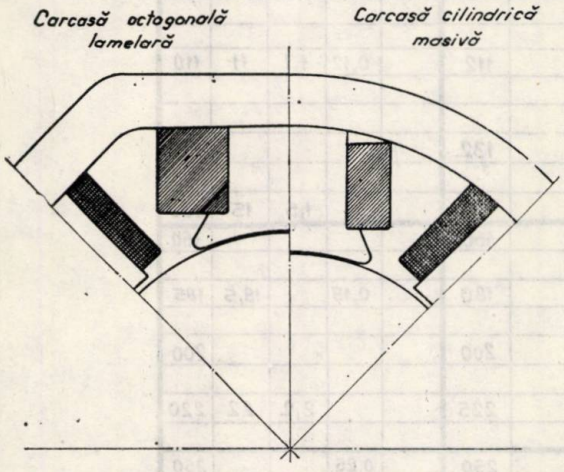


Fig. 3. Carcasă octogonală lamelară, adoptată la motoarele de curent continuu, alimentate prin mutatoare.

tere, toate tipodimensiunile (gabaritele) trebuie să se încadreze într-o perspectivă centrală (conică), atît în secţiune (vedere) longitudinală, cît şi transversală, fără intervale sau suprapuneri neregulate (fig. 4). Convergenţa constructivă a unei serii de maşini electrice este asigurată de adoptarea, pentru principalele dimensiuni de gabarit, ca şi pentru puterile nominale, a unor valori care corespund şirurilor de numere normale, de regulă, alegerea oprindu-se la şirurile fundamentale *R* 20 şi *R* 40.

După cum se ştie şirurile fundamentale de numere normale, notate cu *R* după numele celui care le-a propus, Renard, conţin termenii unor progresii geometrice cu raţiile $\sqrt[5]{10}$, $\sqrt[10]{10}$, $\sqrt[20]{10}$, $\sqrt[20]{10}$ pentru şirurile *R* 5, *R* 10, *R* 20, *R* 40. În tabelul 1 se dau numerele normale din şirurile fundamentale indicate mai sus, iar în coloanele 6—7 şi 8—12 ale acestui tabel se indică valorile adoptate pentru cota *H* (înălţimea capului de ax faţă de planul tălpilor) şi pentru puterile nominale *P* ale motoarelor electrice cu gabarite pînă la $H = 400$ mm, în conformitate cu Publicaţia 72, ediţia V, 1971, a Comisiei Electrotehnice Internaţionale (CEI). Unele abateri de la şirurile de numere normale sau de la şirurile preferenţiale de puteri au fost arătate în [1]. În tabelul 1 nu există nici o corelare între *H* şi *P*, pe orizontale arătîndu-se numai modul de alegere a valorilor din şirurile fundamentale de numere normale.

c. Conceptul constructiv unitar, în sensul că pentru întreaga serie trebuie păstrate aceleaşi idei constructive de bază, aceeaşi schemă de izolaţie şi de ventilaţie, acelaşi sistem de montare-demontare etc. Fără îndoială că pot exista mici variaţii ale conceptului de bază în cadrul unor tipodimensiuni. De exemplu, în cazul adoptării izolaţiei clasă *E*, vor putea fi executate unele maşini sau subansamble bobinate în clasă *F*, dacă încălzirile acestora o fac necesară, deoarece acest lucru nu implică modificări constructive esenţiale. În schimb, va fi greu de admis ca în cadrul unei serii de motoare asincrone, pentru care s-a adoptat soluţia coliviei turnate sub presiune din aluminiu, să se execute cîteva tipodimensiuni cu rotoare sudate

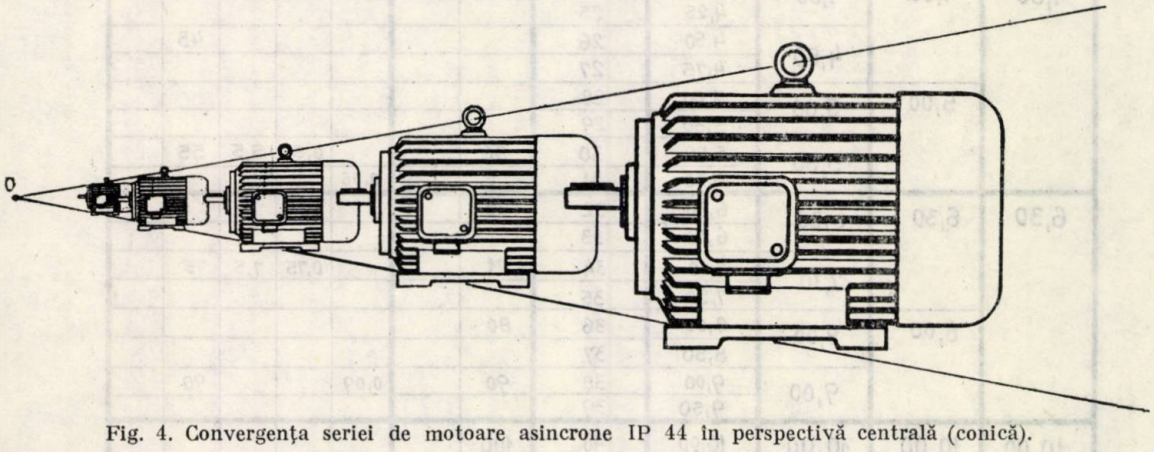


Fig. 4. Convergenţa seriei de motoare asincrone IP 44 în perspectivă centrală (conică).

din bare de cupru, pentru că intervin modificări substanţiale, chiar în geometria tolei. Desigur, dacă la un moment dat apar cerinţe pentru o utilizare specială cu condiţii de pornire ameliorate, poate fi elaborată o serie derivată, completă sau parţială, cu rotor sudat.

B. Similitudinea tehnologică presupune elaborarea şi adoptarea unor procese şi procedee tehnologice tip, reproductibile în cazul oricărui exemplar al seriei. Fără a intra în detalii, este

Tabelul 1

Normalizarea cotei H și a puterilor nominale P

Șiruri fundamentale				Numere de ordine	Înălțimea capului de ax H [mm]		Puteri nominale P [kW]				
R5	R10	R20	R40								
Rația											
$\sqrt[5]{10}$	$\sqrt[10]{10}$	$\sqrt[20]{10}$	$\sqrt[40]{10}$								
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1,00	1,00	1,00	1,00	0							
			1,06	1							
		1,12	1,12	2		112		0,12	1,1	11	110
			1,18	3							
	1,25	1,25	1,25	4							
			1,32	5		132					132
		1,40	1,40	6							
			1,50	7					1,5	15	150
1,60	1,60	1,60	1,60	8		160					160
			1,70	9							
		1,80	1,80	10		180		0,18		18,5	185
			1,90	11							
	2,00	2,00	2,00	12		200					200
			2,12	13							
		2,24	2,24	14		225			2,2	22	220
			2,36	15							
2,50	2,50	2,50	2,50	16		250		0,25			250
			2,65	17							
		2,80	2,80	18		280					
			3,00	19					(3)	30	
	3,15	3,15	3,15	20		315					
			3,35	21							
		3,55	3,55	22		355					
			3,75	23				0,37	3,7	37	
4,00	4,00	4,00	4,00	24		400			(4)		
			4,25	25							
		4,50	4,50	26						45	
			4,75	27							
	5,00	5,00	5,00	28							
			5,30	29							
		5,60	5,60	30	56			0,55	5,5	55	
			6,00	31			0,06				
6,30	6,30	6,30	6,30	32	63						
			6,70	33							
		7,10	7,10	34	71			0,75	7,5	75	
			7,50	35							
	8,00	8,00	8,00	36	80						
			8,50	37							
		9,00	9,00	38	90		0,09			90	
			9,50	39							
10,00	10,00	10,00	10,00	40	100						

necesar ca o gîndire tehnologică unitară să se oprească asupra următoarelor aspecte :

a. Realizarea construcției de bază (învelișului exterior) prin sudare sau turnare și în ultima soluție din ce material (oțel, fontă, aluminiu alte aliaje).

b. Sistemul de ștanțare a tolelor și de realizare a circuitului magnetic.

c. Soluția de execuție a bobinajului (manual sau mecanizat, pe pachet sau în carcasă etc.).

d. Sistemul de impregnare (prin imersie, în autoclavă, prin picurare).

e. Execuția coliviei rotorice în cazul motoarelor cu rotorul în scurtcircuit.

f. Tehnologia colectoarelor și a organelor culegătoare de curent la mașinile de curent continuu.

g. Concepția tehnologică a formării și prelucrării elementelor auxiliare (turnare de preci-

zie, formare în matriţe, extrudere, ştanţare, ambutizare, diverse prelucrări prin aşchiere).

h. Procesul tehnologic de montaj general şi verificare în standurile de încercări.

i. Sistemul de vopsire-finisare.

În cadrul concepţiei tehnologice a seriei de maşini vor trebui studiate în mod obligatoriu problemele de mecanizare, conveierizare şi automatizare, tactele de producţie şi fluxurile de fabricaţie, împărţirea pe linii de fabricaţie în funcţie de gabarite şi organizarea generală a procesului de producţie.

După părerea noastră, odată definite domeniul şi profilul unei serii unitare de către constructor sau de către atelierul de proiectare constructivă, trebuie lăsat un rol prioritar tehnologului în elaborarea concepţiei constructive şi tehnologice a noii serii. La noi în ţară există, în general, o conlucrare permanentă între constructor şi tehnolog, adesea aceştia făcînd parte din ateliere unice de proiectare. Ar fi o mare greşeală atribuirea unui rol pasiv tehnologului, în sensul de a fi obligat să asigure, fără nici o intervenţie proprie de gîndire, pregătirea de fabricaţie a unor produse la a căror elaborare constructivă nu a participat.

C. Criteriul parametrilor de funcţionare efectuează o importantă triere a seriilor unitare de maşini electrice, stabilind domenii precise după:

a — natura curentului schimbat pe la borne cu reţeaua (continuu, alternativ, monofazat sau trifazat);

b — tensiunea de lucru şi frecvenţa (maşini de joasă tensiune, în general, pînă la 1 000 V în conexiune stea şi maşini de tensiune înaltă; frecvenţă normală de 50—60 Hz sau medie frecvenţă);

c — nivelul parametrilor energetici (randament, factor de putere);

d — rigoarea condiţiilor de pornire sau al domeniilor de reglaj.

D. Criteriul condiţiilor de funcţionare operează, în mod special, în derivarea unor serii de maşini din seriile unitare de bază, în funcţie de condiţiile de mediu (altitudine, temperatură, umiditate), de climat special (tropical, umed sau arid) sau de microclimat (praf, amestecuri explozive, agenţi corozivi).

Uneori, condiţiile de funcţionare capătă un caracter prioritar, stabilind profilul constructiv al unor serii unitare de bază. Este cazul echipamentului electric antideflagrant, pentru care se impun construcţii şi materiale care nu mai pot deriva din alte serii de bază decît cel mult ca circuit magnetic, constituind în sine serii unitare aparte.

E. Tipurile de materiale utilizate, în măsura în care există raţiuni speciale pentru folosirea unor anumite categorii, pot impune serii unitare distincte de maşini electrice.

De exemplu, din considerentul că pe plan mondial şi în mod deosebit la noi în ţară cuprul este un material deficitar, pot fi elaborate serii cu bobinaje din aluminiu. De asemenea, reducerea greutăţii unor motoare poate impune utilizarea aluminiului pentru executarea învelişului exterior (carcasă, scuturi, capace, cutie de bornă). Exemple asemănătoare se pot da în legătură cu utilizarea materialelor electroizolante.

Limitarea domeniului unei serii unitare va trebui să ţină seama de toate aceste criterii. În ultimul timp, mai ales în producţia de motoare asincrone, se practică împărţirea lor în fabrici separate pentru 2—3 gabarite, în unele ţări chiar în fabrici monogabaritice, de unde rezultă necesitatea de a nu extinde în mod artificial domeniul unei serii unitare.

3. Mulţimea tipodimensiunilor unei serii unitare

S-ar părea că există o contradicţie între producători şi utilizatori în ceea ce priveşte numărul şi diversificarea tipodimensiunilor dintr-o serie unitară de maşini electrice, în sensul că, producătorii tind spre restrîngerea acestora, iar utilizatorii spre lărgirea diversificării. În realitate, şi unii şi alţii au interese comune care converg spre un optim economic. Uneori în discuţie intervin şi proiectanţii acţionărilor care doresc, evident, un număr foarte mare de tipodimensiuni, mai ales de motoare electrice. Dar este clar că un număr exagerat de tipodimensiuni este oneros şi pentru fabricant şi pentru utilizatorul direct, pentru primul însemnînd diminuarea loturilor, dificultăţi organizatorice şi uneori scăderea flagrantă a productivităţii muncii prin ieşirea din procesul de producţie stabilit pe maşini specializate, iar pentru al doilea conducînd la probleme dificile de întreţinere şi asigurarea pieselor de schimb.

În timp ce, potrivit normelor americane, necesităţile de motoare electrice de curent continuu pentru acţionările în industria metalurgică din S.U.A. (exceptînd motoarele principale ale cajelor de laminoare) se reduc la o serie de 12 tipodimensiuni, incluzînd în acestea variante de puteri, turaţii şi tensiuni, în discuţiile cu proiectanţii noştri de acţionări pentru metalurgie acest număr a fost considerat insuficient, solicitîndu-se aproape triplarea sa. Fără îndoială că, există motivaţii legate de eliminarea unor elemente de reglaj din schemele de comandă şi chiar de economia de energie, dar în stabilirea numărului de tipodimensiuni nu pot fi luate în consideraţie numai anumite soluţii, ci, aşa cum s-a afirmat mai sus, trebuie căutat un optim economic, gîndit pe întreaga economie şi pe un termen lung de fabricaţie şi exploatare.

4. Optimizarea calculului și dimensionării constructive a seriilor unitare de mașini electrice

Odată stabilit domeniul seriei unitare și după ce au fost precizate șirurile de tipodimensini prin puteri nominale, înălțimea capătului de ax sau alte dimensiuni specifice [1] și s-au fixat baremurile pentru parametrii energetici [2], trebuie efectuată gruparea seriei pe gabarite. Această operație este uneori impusă de o anumită normalizare stabilită pe plan intern sau adoptată în organisme internaționale; alteori presupune efectuarea unor calcule preliminare și luarea în considerație a unor coeficienți și parametri specifici, determinați din realizările practice ale domeniului respectiv. Ordinea determinărilor poate fi următoarea, pentru o serie de motoare asincrone.

a. Stabilirea diametrului exterior al tolei (circuitului magnetic) din condițiile de gabarit. Pentru un anumit tip constructiv al seriei, diametrul exterior al tolei D_e are valori destul de bine precizate în raport cu înălțimea H a axului. Încercarea de a forța mărirea lui D_e la un H dat, conduce la soluții inestetice și la necesitatea majorării cotei A [1], pentru că nu se mai poate executa cu ușurință strîngerea mașinii pe fundație.

În figura 5 este arătată dependența lui D_e, precum și a diametrului interior D al statorului, în funcție de H, la actuala serie de motoare asincrone în scurtcircuit, protecția IP.44 (valorile se referă la motoarele cu 4 poli).

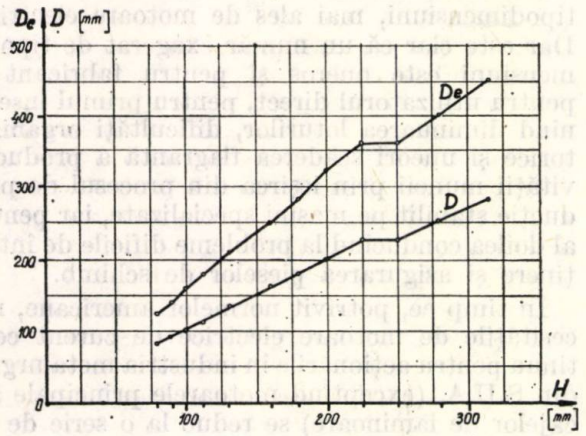


Fig. 5. Dependența D_e și D în funcție de H, la motoarele asincrone cu 4 poli.

Inflexiunea curbelor în zona 225—250 se datorește faptului că gabaritul 225 a fost realizat ca un hibrid pe tola gabaritului 250. În ultimul timp, odată cu trecerea celor două gabarite, 225 și 250, pe tola gabaritului 200, la întreprinderea „Electromotor" — Timișoara, inflexiunea se deplasează spre zona $H = 200$ mm.

Nu lipsită de importanță este și reprezentarea dependenței lui D_e și D în funcție de puterea nominală a motoarelor, P, la o anumită turație. În figura 6 se prezintă dependența diametrelor D_e și D în funcție de P, la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit, protecție IP.44, cu 4 poli.

Se observă înscrierea cvasiperfectă a punctelor în curbele trasate, ceea ce întărește obligația ca înainte de abordarea proiectării și optimizării unei serii unitare pe calculator, să se construiască diagramele din figurile 5 și 6, pentru serii de mașini similare, deja fabricate.

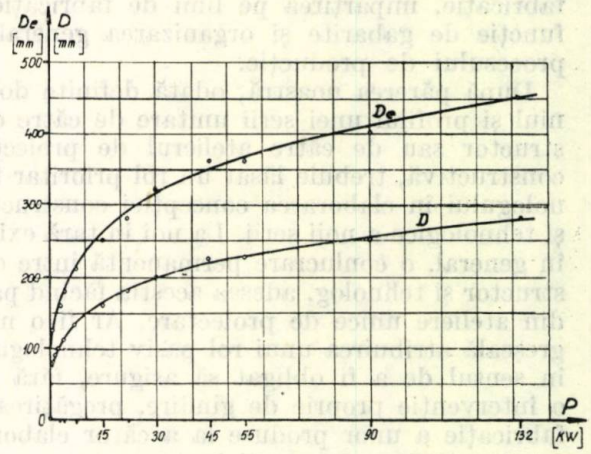


Fig. 6. Dependența D_e și D în funcție de P, la motoarele asincrone cu 4 poli.

b. Optimizarea tolei (geometriei transversale a mașinii), independent de lungimea pachetului feromagnetic. Această etapă este una dintre cele mai importante în desfășurarea proiectării seriei unitare și are un caracter inedit în raport cu ceea ce cuprinde literatura de specialitate. Fără a avea în vedere lungimea pachetului de tole, sau mai precis efectuînd unele calcule pe unitatea de lungime a pachetului de fier [4], se poate optimiza geometria transversală a fiecărui gabarit. Prin natura lor operațiile impun adoptarea unui algortim de calcul și rularea pe un calculator.

Luînd ca parametri invariabili, pentru fiecare gabarit, diametrul exterior al tolei D_e și secțiunile crestăturilor din stator și rotor — s_{c1}, respectiv s_{c2} — trebuie găsit minimul tensiunii magnetomotoare și a pierderilor în fier pentru o inducție medie în întrefier B_δ, respectiv un flux real Φ, care nu trebuie nici măcar explicate în calculele de optimizare.

Secțiunile crestăturilor statorice și rotorice, în lumina crestăturii, pot fi luate într-o primă etapă dintr-o diagramă ca cea din figura 7, folosind experiența seriilor de mașini fabricate. Rezultate corespunzătoare se obțin pentru stator dacă se aleg pătura de curent A [A/cm] și densitatea de curent j [A/mm^2], luîndu-se în considerație factorul de umplere a crestăturii și efectuînd calculele pentru diametrul interior D. În figura 7, în ordonată sînt date secțiunile totale ale crestăturilor, deci, pentru a găsi secțiunea unei crestături trebuie adoptate perechile de numere de crestături pentru fie-

care gabarit. La motoarele asincrone tetrapolare de exemplu, acestea pot fi:

$Z_1/Z_2 = 24/30$, pentru $H = 80$ și 90 mm;
$Z_1/Z_2 = 36/28$, pentru $H = 100, 112$ și 132 mm;
$Z_1/Z_2 = 48/38$, pentru $H = 160, 180, 220, 225$ și 250 mm;
$Z_1/Z_2 = 60/$ pentru $H = 280$ și 315 mm.

Ca variabile dependente pot fi adoptate diametrul interior D, lărgimea întrefierului δ și raportul între dimensiunile de bază ale crestă-

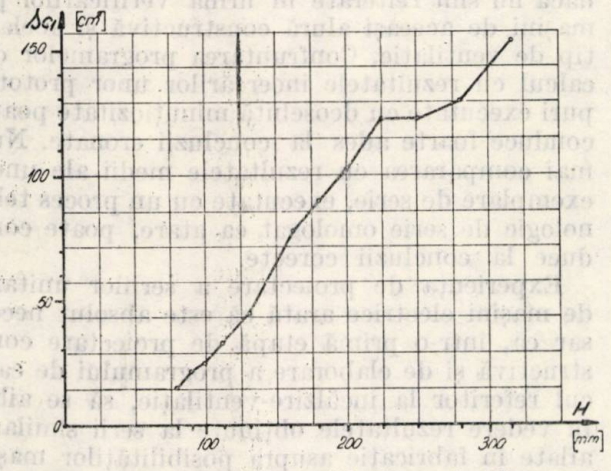


Fig. 7. Valorile secțiunilor crestăturilor pentru diverse gabarite, la motoare asincrone tetrapolare.

turilor h_{cr}/b_{cr}. În general, valoarea lui D este strîns legată de D_e (fig. 5 și 6), iar întrefierul δ nu poate fi variat în limite prea largi, pentru o mașină de un anumit tip, putere și turație, așa cum rezultă din figura 8. Rezultă, prin

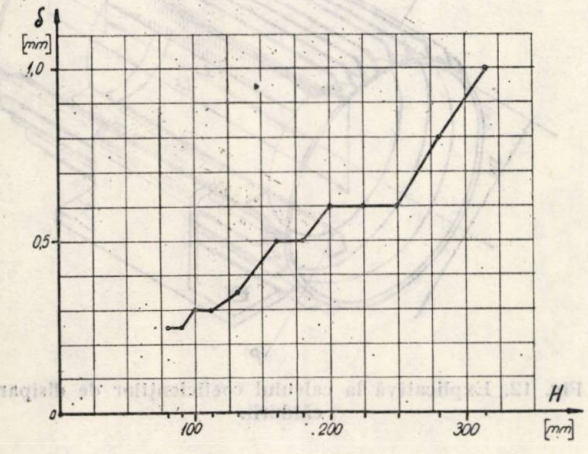


Fig. 8. Valorile întrefierului δ, pentru diverse gabarite la motoarele asincrone cu 4 poli.

urmare, că în ultimă instanță decisiv în optimizarea geometriei transversale a tolei este raportul h_{cr}/b_{cr}, acesta impunînd și înălțimea jugului h_j.

c. Optimizarea geometriei longitudinale a circuitului magnetic este la fel de importantă atît din motive tehnice, cît și economice. Și la această operație determinante pot fi mai multe criterii sau cerințe, cum ar fi:

— obținerea în același gabarit, la aceeași turație, a mai multor puteri pentru diverse lungimi de pachet (cazul seriilor de motoare asincrone), lungimi pe care să se grefeze, cu mici variații în plus sau minus, și tipodimensiunile corespunzătoare altor turații;

— obținerea unor caracteristici de funcționare tip, ca de exemplu caracteristica $n = f(M)$ la motoarele de curent continuu;

— tipizarea reperelor și a sculelor aferente realizării circuitului magnetic și încadrarea în dimensiunile longitudinale normalizate pe plan intern sau internațional.

În general, optimizarea longitudinală se efectuează pornind de la calculul unor parametri specifici (puterea sau fluxul pe unitatea de lungime), cu ajutorul cărora se determină lungimea optimă a pachetului de tole.

Din motive de tipizare tehnologică, pentru un același gabarit se adoptă 2—3 lungimi de pachete, mai rar 4—5 lungimi la mașini cu gabarit $Y \geqslant 355$ mm.

Un indiciu prețios asupra utilizării optime a miezului feromagnetic pot da diagramele de tipul celor din figura 9 și 10, ridicate pentru

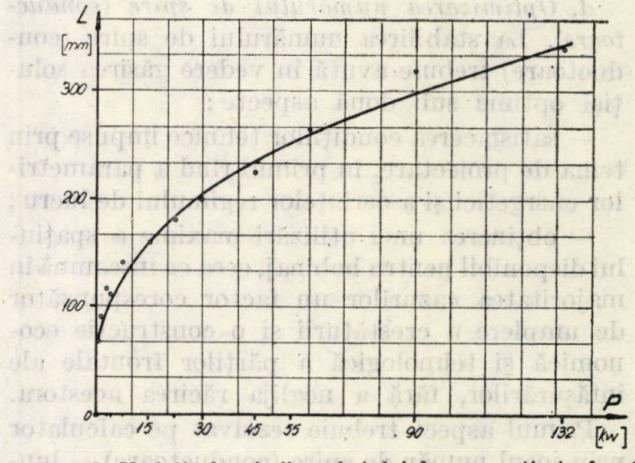


Fig. 9. Variația lungimii pachetului feromagnetic în funcție de puterea utilă la motoarele asincrone tetrapolare.

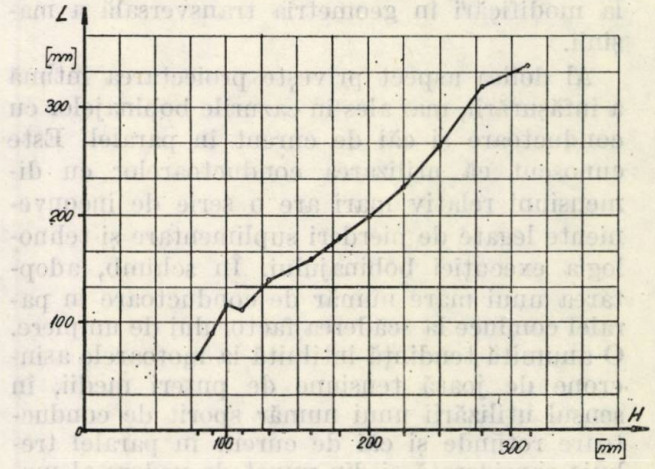


Fig. 10. Variația lungimii pachetului feromagnetic în funcție de înălțimea capului de ax, la motoarele asincrone tetrapolare.

tipuri similare de mașini, dar mai ales diagrama din figura 11, care arată volumul specific (pe unitatea de putere) pentru diferite mașini din aceeași serie de bază, caracterizată prin același tip de serviciu nominal, același grad de protecție și aceeași clasă de izolație.

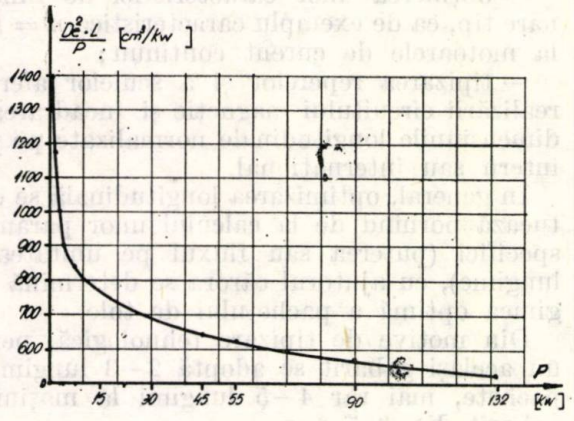


Fig. 11. Dependența volumului de fier în funcție de puterea utilă la motoare asincrone cu 4 poli.

d. Optimizarea numărului de spire (conductoare). La stabilirea numărului de spire (conductoare) trebuie avută în vedere găsirea soluției optime sub două aspecte :

— satisfacerea condițiilor tehnice impuse prin tema de proiectare, în primul rînd a parametrilor energetici și a cerințelor regimului de lucru ;

— obținerea unei utilizări maxime a spațiului disponibil pentru bobinaj, ceea ce înseamnă în majoritatea cazurilor un factor corespunzător de umplere a crestăturii și o construcție economică și tehnologică a părților frontale ale înfășurărilor, fără a neglija răcirea acestora.

Primul aspect trebuie rezolvat pe calculator prin jocul număr de spire (conductoare) — lungimea pachetului feromagnetic, mai rar apelînd la modificări în geometria transversală a mașinii.

Al doilea aspect privește proiectarea intimă a înfășurării, mai ales în cazurile bobinajelor cu conductoare și căi de curent în paralel. Este cunoscut că utilizarea conductoarelor cu dimensiuni relativ mari are o serie de inconveniente legate de pierderi suplimentare și tehnologia execuției bobinajului. În schimb, adoptarea unui mare număr de conductoare în paralel conduce la scăderea factorului de umplere. O anumită tendință întîlnită la motoarele asincrone de joasă tensiune de puteri medii, în sensul utilizării unui număr sporit de conductoare rotunde și căi de curent în paralel trebuie considerată și din punct de vedere al mecanizării și automatizării operațiilor de bobinaj.

5. Optimizarea soluțiilor de răcire și ventilație a seriilor unitare de mașini electrice

Utilizarea pe scară tot mai largă a calculatoarelor electronice în proiectarea mașinilor electrice a condus la elaborarea unor programe de calcul a încălzirii și ventilației acestora pentru o anumită soluție constructivă adoptată.

Autorul exprimă părerea că aceste programe, oricît de meticulos și judicios ar fi fost elaborate, rămîn simple exerciții fizico-matematice dacă nu sînt reiterate în urma verificărilor pe mașini de aceeași alură constructivă și același tip de ventilație. Confruntarea programelor de calcul cu rezultatele încercărilor unor prototipuri executate cu deosebită minuțiozitate poate conduce foarte ades la concluzii eronate. Numai compararea cu rezultatele medii ale unor exemplare de serie, executate cu un proces tehnologic de serie omologat ca atare, poate conduce la concluzii corecte.

Experiența de proiectare a seriilor unitare de mașini electrice arată că este absolut necesar ca, într-o primă etapă de proiectare constructivă și de elaborare a programului de calcul referitor la încălzire-ventilație, să se aibă în vedere rezultatele obținute la serii similare aflate în fabricație asupra posibilităților mașinilor de a evacua căldura produsă prin pierderi în miezul de fier și în înfășurări pentru o anumită clasă de izolație utilizată.

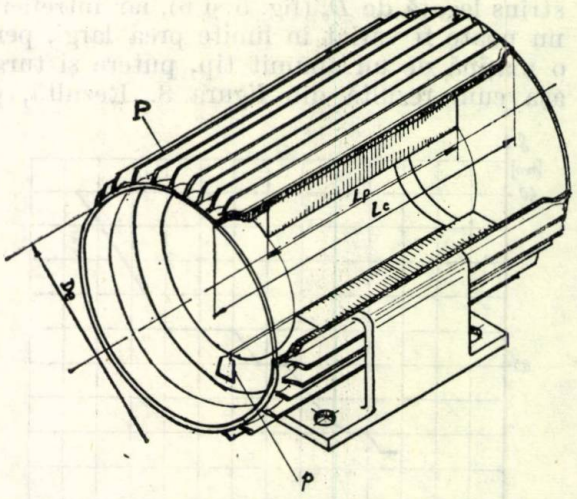


Fig. 12. Explicativă la calculul coeficienților de disipare a căldurii.

La seriile unitare de motoare asincrone prezintă interes cunoașterea următorilor coeficienți care caracterizează disiparea căldurii spre mediul înconjurător (fig. 12) :

$$K_1 = \frac{p_{Fe} + p_{cu_1}}{S_{ext.\ carc.}},\ \mathrm{W/m^2};$$

$$K_2 = \frac{p_{Fe} + p_{cu_1} + p_{cu_2} + p_{supl}}{S_{ext.\ carc.}},\ \mathrm{W/m^2}.$$

$$K_3 = \frac{p_{Fe} + p_{cu1}}{S_{\text{ext. pachet.}}}, \text{ W/m}^2;$$

$$K_4 = \frac{p_{cu1}}{S_{\text{tot. crest.}}}, \text{ W/m}^2;$$

în care:

— suprafaţa exterioară a carcasei se calculează cu expresia:

$$S_{\text{ext. carc.}} = P \cdot I_c,$$

unde:

P — perimetrul exterior desfăşurat al carcasei (ţinînd seama de ondulaţia nervurilor);

L_c — lungimea carcasei;

— suprafaţa exterioară a pachetului feromagnetic se calculează cu expresia:

$$S_{\text{ext. pachet}} = \pi \cdot D_e \cdot L_p,$$

unde:

D_e este diametrul exterior al pachetului statoric;

L_p — lungimea pachetului statoric;

— suprafaţa totală a crestăturilor se calculează cu expresia:

$$S_{\text{tot. crest}} = p \cdot L_p \cdot Z,$$

unde:

p este perimetrul crestăturii (fără porţiunea corespunzătoare penei);

Z — numărul de crestături statorice.

Pentru o serie unitară de motoare asincrone în construcţie IP.44, în clasa E de izolaţie,

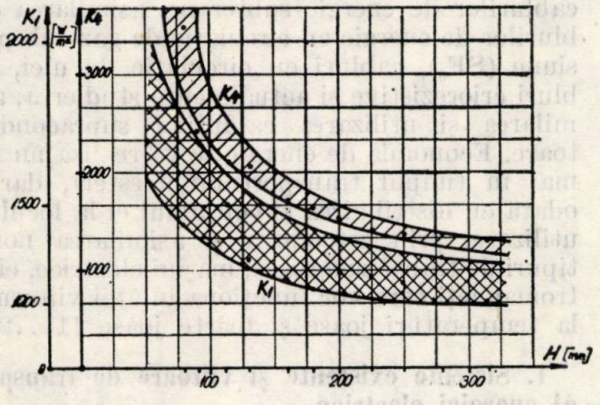


Fig. 13. Variaţia coeficienţilor K_1 şi K_4 pentru diverse gabarite de motoare asincrone cu 4 poli.

aflată în fabricaţie, valorile acestor coeficienţi pentru diverse gabarite, sînt arătate în diagramele din figurile 13 şi 14. La o clasă de izolaţie superioară, aceste plaje de valori pot fi depăşite în raportul încălzirii admise pentru clasa de izolaţie respectivă, în raport cu clasa E de izolaţie.

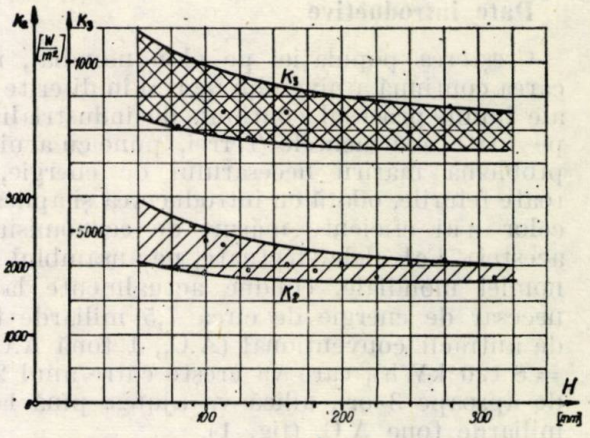


Fig. 14. Variaţia coeficienţilor K_2 şi K_3 pentru diverse gabarite de motoare asincrone cu 4 poli.

6. Concluzii

Abordarea proiectării unei serii unitare de maşini nu mai poate fi concepută ca o sumă de soluţii individuale optimizate independent, ci ca o optimizare pe ansamblu a unei mulţimi de tipodimensiuni, cu respectarea anumitor reguli de similitudine şi tipizare constructivă şi tehnologică. Expunînd în linii generale cîteva dintre acest reguli şi unele criterii de optimizare, articolul nu dă, cum e şi firesc, programe de calcul, care diferă de la un tip de maşină la altul şi au o dezvoltare incompatibilă cu întinderea acestei lucrări.

Este de remarcat că unele propoziţiuni şi criterii expuse cu precădere pentru proiectarea seriilor de maşini electrice pot fi extinse la conceperea oricărei serii unitare de produse din ramura construcţiilor de maşini.

Bibliografie

[1] *Răduţi, C.* Asupra motorului C.E.I., E.E.A. În: Electrotehnica **26**, nr. 3, apr. 1978, p. 77—81.

[2] *Răduţi, C., Crăciunescu, A.* Tendinţe noi în construcţia motoarelor electrice de inducţie. În: E.E.A. — Electrotehnica **26**, nr. 6, aug. 1978, p. 196—199.

[3] *Nicolescu, E.* Aspecte ale proiectării seriilor unitare de motoare asincrone. În: Electrotehnica **16**, nr. 6, iunie 1968, p. 205—214.

[4] *Nicolescu, E.* Optimizarea dimensionării motoarelor de tracţiune pe baza performanţelor cerute vehiculelor. În: Electrotehnica **21**, nr. 8, aug. 1973, p. 297—303.

[5] *Kuznețov, B. I., Radin, V. I.* Motoarele asincrone din seria unitară 4A cu înălţimea axului 280—355 mm. În: Electrotehnica, URSS, nr. 7, iulie 1972, p. 40—43.

CZ 620.92

CRIOELECTROTEHNICĂ
ECONOMIE DE ENERGIE

Crioelectrotehnica şi economia mondială de energie

CONSTANTIN CRUCERU* — Bucureşti

Date introductive

Creşterea populaţiei pe plan mondial, ridicarea continuă a nivelului de trai în diferite ţări ale lumii, procesul continuu de industrializare pe toate continentele Terrei, pune cu acuitate problema măririi necesarului de energie, de toate felurile, odată cu introducerea şi aplicarea celor mai eficiente măsuri de economisire a acesteia. Calculele efectuate, pe ansamblul economiei mondiale, conduc actualmente la un necesar de energie de circa 7,5 miliarde tone de antracit convenţional (A.C., 1 tonă A.C. = = 8 120 kWh), care va creşte către anul 2000 de aproape 3 ori, adică va ajunge pînă la 22 miliarde tone A.C. (fig. 1).

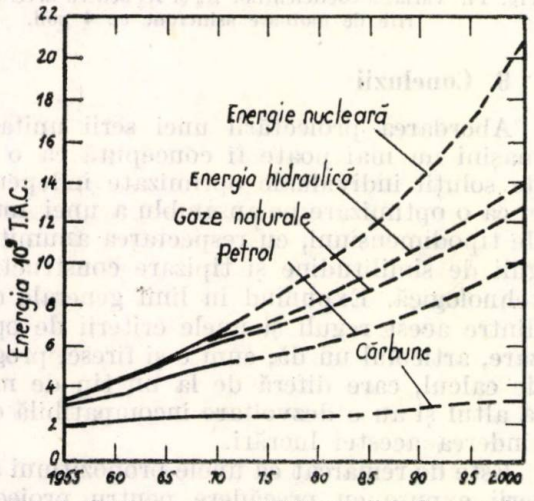


Fig. 1. Creşterea necesarului mondial de energie.

Aşa cum reiese din figura 1, deşi consumul de energie nucleară reprezintă doar cîteva procente, el va ajunge în anul 2000 la circa 35 %, în dauna combustibililor clasici (cărbune, petrol etc.).

Consumul de energie electrică va creşte mai repede decît necesarul total de energie. Actualmente consumul total de energie electrică în volumul total al necesarului de energie este de circa 27 % şi va ajunge în jurul anului 2000 pînă la 50 % (fig. 2). Necesarul mondial de energie va fi în anul 2000 de circa 40 000 miliarde kWh. Ecologii apreciază că acest necesar nu va mai putea fi depăşit datorită implicaţiilor nocive pe care consumul excesiv de energie le va avea asupra mediului înconjurător.

* Dr. ing. *Cruceru, C.* este conferenţiar universitar la Universitatea din Galaţi — Catedra de Electrotehnică şi Automatizări.

Producerea economică a energiei necesită construirea unui număr mare de centrale electrice termice, nucleare şi hidraulice, echipate cu puternice grupuri turbogeneratoare, care au

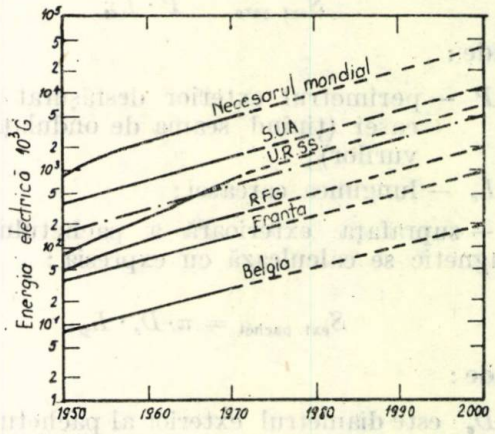


Fig. 2. Necesarul mondial de energie în unele ţări.

ajuns în prezent la puteri de 1 000—2 000 MW, cu perspectiva atingerii în viitor a unor puteri de pînă la 10 000 MW. Un aspect al economicităţii producerii necesarului mondial de energie îl constituie costul ei, cunoscînd că o treime din acesta îl reprezintă producerea energiei, iar restul de două treimi este afectat transportului şi distribuţiei, inclusiv instalaţiilor energetice anexe.

Pentru reducerea costului transportului şi distribuţiei energiei electrice, o măsură care s-a impus a fost creşterea tensiunilor electrice de transmisie a energiei, concomitent cu aplicarea unor noi soluţii tehnice în construcţia cablurilor de energie subterane, asimilarea cablurilor de energie cu circulaţie de gaz sub presiune (SF_6), cabluri cu circulaţie de ulei, cabluri criorezistive şi actualmente studierea, asimilarea şi utilizarea cablurilor supraconductoare. Economia de energie se va realiza nu numai în timpul transportului acesteia, dar şi odată cu distribuirea şi consumul ei la locul de utilizare, prin cercetarea şi asimilarea noilor tipuri de transformatoare, maşini electrice, electromagneţi care vor funcţiona în anii viitorului la temperaturi joase şi foarte joase [1...24].

1. Sisteme existente şi viitoare de transport al energiei electrice

Linii aeriene

Circa 95 % din energia electrică este transportată prin linii electrice aeriene (LEA), care posedă unele avantaje incontestabile: cheltuieli

mici de construcţie şi instalare ; capacitate mare de transport, ca urmare a tensiunilor foarte înalte de transmisie a energiei ; pierderi dielectrice mici ocazionate de utilizarea aerului ca izolant.

Au fost construite LEA care funcţionează la 750 kV şi care pot transporta puteri de ordinul a 5 000—6 000 MW (Canada, S.U.A., U.R.S.S.), pe distanţe de 1 500—2 000 km. Se construiesc LEA pentru tensiuni de 1 000—1 500 kV şi chiar 2 000 kV, care pot transporta puteri de 10 000—12 000 MW.

Dificultăţile principale create de aceste LEA sînt legate de imposibilitatea folosirii lor în marile centre urbane, ceea ce a impus cercetarea şi asimilarea altor soluţii de transport materializate prin reţele electrice în cablu.

Cabluri de energie pentru tensiuni înalte şi foarte înalte. Cabluri de curent alternativ, în construcţie normală

Cabluri izolate cu hîrtie. Au fost asimilate cabluri cu circulaţie de gaz pentru tensiunea de regim permanent de 110 kV şi transportul unor puteri pînă la 150 MW, precum şi cabluri de acelaşi tip pentru tensiuni de 220 kV şi puteri transmise de 250 MW. Simultan s-au pus în funcţiune cabluri cu circulaţie de ulei sub presiune (1,5—2,5 At), firma „Pirelli" — Italia realizînd asemenea cabluri cu circulaţie de ulei la presiune de 1,2—1,4 At pentru tensiunea de 750 kV, cu $tg\delta = (1{,}7-2{,}5) \cdot 10^{-3}$, prin care se pot transporta puteri de circa 4 000—500 MW. Pentru a exemplifica eficienţa economică a acestor cabluri, se ilustrează în figura 3, variaţia puterilor transmise exprimate

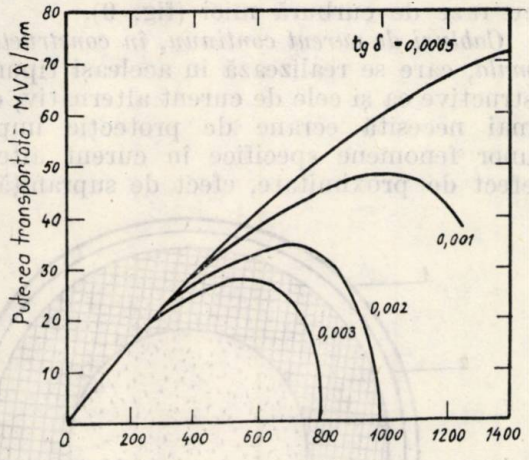


Fig. 3. Puterea electrică transportată pe diametrele de cablu în funcţie de tensiunea de transport şi tg.

în MVA în funcţie de tensiunea electrică la care funcţionează, iar în figura 4, puterile maxime aparente transmisibile în funcţie de secţiunea în cupru a părţii lor conductoare.

Construcţia normală a unor cabluri cu circulaţie de ulei sub presiune este indicată în figurile 5 (cablu monofazat) şi 6 (cablu trifazat).

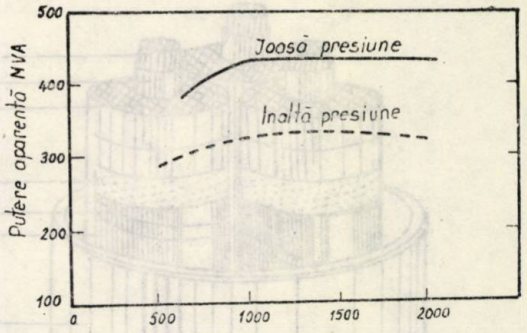


Fig. 4. Secţiune transversală a părţii conductoare (Cu), mm². Puterea transmisă prin cabluri cu circulaţie de ulei de 400 kV cu răcire normală.

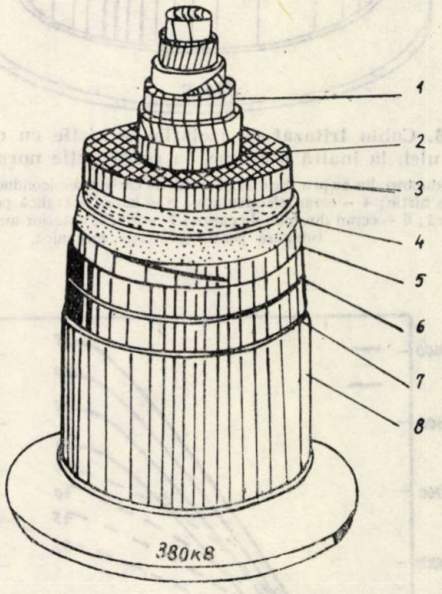


Fig. 5. Cablu monofazat, cu izolaţie de hîrtie, cu circulaţie de ulei, la joasă presiune, în construcţie normală ;

1 — conductor din cupru segmentat spiralizat; 2 — hîrtie carbon semiconductoare; 3 — izolaţie de hîrtie; 4 — ecran electrostatic; 5 — înveliş de plumb; 6 — bandă din cupru pentru ecranare magnetică; 7 — protecţie anticorozivă; 8 — manta exterioară din policlorură de vinil.

Răcirea unor astfel de cabluri se poate face fie direct, cu ajutorul uleiului sub presiune, fie indirect cu ajutorul apei care poate circula în exteriorul cablului, printr-un tub metalic adecvat, cu ajutorul unei instalaţii de pompare. Menţinînd agentul de răcire a cablului la o temperatură de cel mult 40°C, prin secţiunea activă a unui cablu de 2 000 mm² se poate transmite o putere de circa 1 500 MW, la tensiunea de 400 kV (exemplu : B.I.C.C. — Anglia şi BEWAG din R. F. Germania). Graficul din figura 7 pune, în acest sens, în evidenţă, variaţia puterii transmise printr-un cablu, răcit cu apă sau cu ulei, în funcţie de secţiunea activă a acestuia şi de temperatura maximă a agentului de răcire.

Cabluri cu hexafluorură de sulf (SF_6). Construcţia acestora este concentrică, partea activă a lor fiind constituită dintr-o ţeavă de cupru, centrată cu ajutorul unor izolatoare din răşină

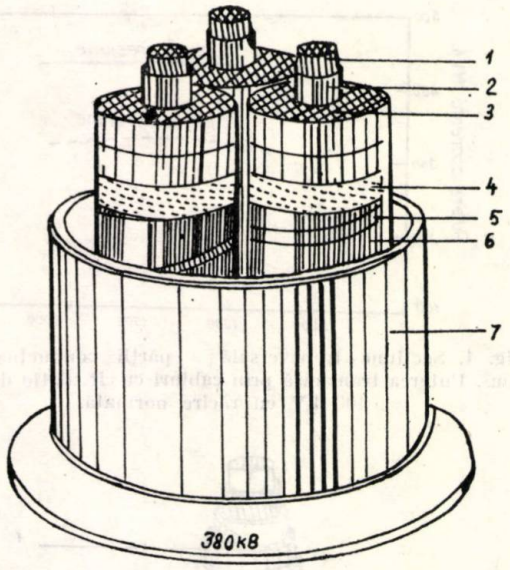


Fig. 6. Cablu trifazat cu izolaţie de hîrtie cu circulaţie de ulei, la înaltă presiune, în construcţie normală :

1 — conductori din cupru toronat; 2 — hîrtie carbon semiconductoare; 3 — izolaţie de hîrtie; 4 — ecran electrostatic; 5 — bandă metalică pentru rezistenţă mecanică; 6 — ecran din folie de cupru; 7 — înveliş exterior metalic sub formă tubulară pentru protecţie mecanică.

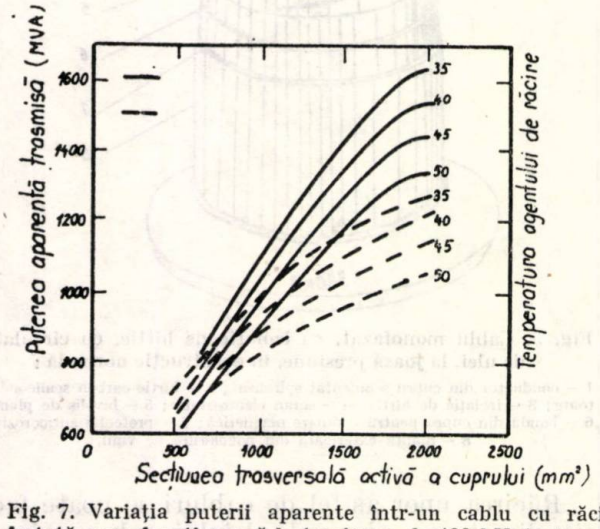


Fig. 7. Variaţia puterii aparente într-un cablu cu răcire forţată, care funcţionează la tensiunea de 400 kV, în funcţie de secţiunea conductorului activ (cupru).

epoxidică, în interiorul unui tub din Al Mg Mn, cu presiunea SF_6 de circa 25—40 At (fig. 8).

Avantajul unor astfel de cabluri este acela că funcţionînd cu o permitivitate relativă $\varepsilon_r = 1$, pierderile în dielectric sînt minime, iar puterile electrice ce pot fi transmise sînt de circa 2 500 MW. Un astfel de cablu a fost montat recent în S.U.A. la New York, iar în R.F.G. la München, izolaţia activă a cablurilor fiind SF_6, nu mai necesită şi alte izolaţii suplimentare (hîrtie, mase plastice etc.).

Cabluri cu izolaţii din materiale plastice. Un avantaj al acestor construcţii de cabluri este faptul că posedă izolaţii uscate (nu se decantează în poziţii verticale), cu $\operatorname{tg}\delta = 5 \cdot 10^{-4}$ şi care se montează uşor în orice poziţie. De regulă, pot funcţiona pînă la tensiuni de 225 kV, iar izolanţii sînt : polietilena, polipropilena, policarbonaţii, polisulfonaţii. Izolaţiile se pot aplica pe cabluri direct prin extrudare sau prin bandajare sub formă de folii caz în care cablurile se impregnează cu ulei sub presiune, ca şi cele izolate cu hîrtie, pentru evitarea golurilor de aer în interstiţiile formate în timpul procesului tehnologic de bandajare (izolare).

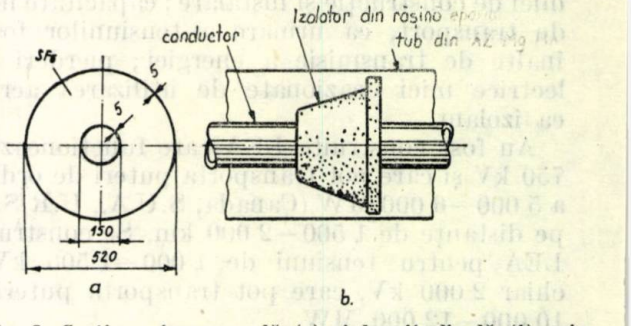


Fig. 8. Secţiune transversală (*a*) şi longitudinală (*b*) printr-un cablu cu circulaţie de hexafluorură de sulf (SF_6); presiunea SF_6 este de 25—40 At, tensiunea de funcţionare 400 kV, curent în regim permanent 1 000 A.

Cabluri cu conductori din sodiu. Cercetări relativ recente au pus în evidenţă capacitatea sodiului de a înlocui cuprul sau aluminiul, în construcţia cablurilor, pînă la tensiuni de regim permanent de 138 kV (American Electric Power a montat un asemenea cablu), dar care nu pot funcţiona peste temperaturi de 98°C (temperatura de topire a Na, figura 9).

Avantajul lor este că posedă greutăţi specifice de 3—4 ori mai mici decît cele din cupru sau aluminiu şi o mare elasticitate la pozări cu raze de curbură mici (fig. 9).

Cabluri de curent continuu, în construcţie normală, care se realizează în aceleaşi tipuri constructive ca şi cele de curent alternativ, dar nu mai necesită ecrane de protecţie împotriva unor fenomene specifice în curent alternativ efect de proximitate, efect de suprafaţă etc.).

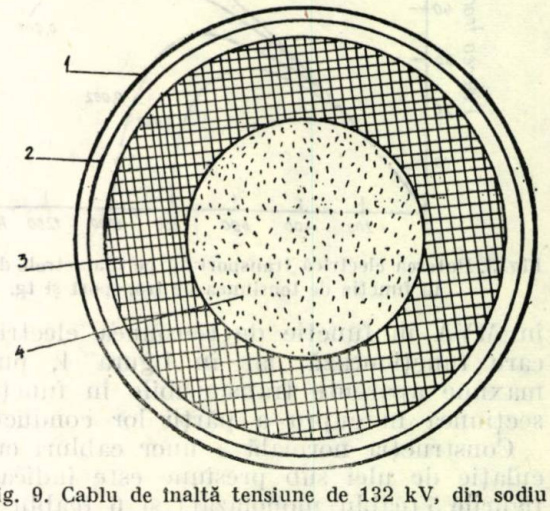


Fig. 9. Cablu de înaltă tensiune de 132 kV, din sodiu :

1 — înveliş anticorosiv din polietilenă; 2 — ecran folie de cupru; 3 — izolaţie din polietilenă de joasă presiune; 4 — conductor din sodiu.

Cabluri criogenice, care elimină dezavantajele transportului energiei electrice, efectuat în condiţii clasice cu mari pierderi Joule-Lenz de ordinul 15—25% din puterea efectivă transmisă, permiţînd sistemelor electroenergetice, în care sînt montate, obţinerea unui randament superior de transport, cu pierderi foarte mici (de ordinul a cel mult 1%) în cazul cablurilor criogenice răcite cu azot lichid (cabluri aşa numite criorezistive sau hiperconductoare), care funcţionează la temperatura subcritică, sau cu pierderi practic nule în cazul cablurilor supraconductoare realizate din metale supraconductoare (Nb, Nb_3Sn, NbVa etc.). Asupra construcţiei acestor cabluri se vor face referiri în cele ce urmează.

Cabluri criorezistive. Asemenea cabluri sînt de construcţii similare cu cele normale, cu deosebirea că în locul agentului de răcire (apă sau ulei) se utilizează diferite gaze aduse la temperatura de lichefiere: metan (110° K), azot (80° K), hidrogen (20° K), heliu (4,2° K). Cercetările ştiinţifice efectuate pînă în prezent au evidenţiat că, fiecare din agenţii de răcire citaţi mai sus sînt optim compatibili cu diferite metale conductoare, care sînt încorporate în construcţia unor asemenea cabluri. În figura 10,

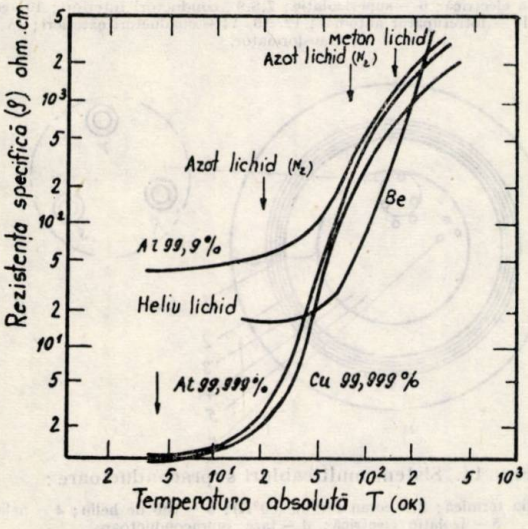


Fig. 10. Variaţia rezistivităţii de volum (ρ_v) a unor metale conductoare (Cu, Az, Be) în funcţie de temperatura absolută a agentului de răcire.

se ilustrează variaţia rezistivităţii de volum a unor metale conductoare, în funcţie de temperatura optimă absolută a agentului de răcire utilizat. Din această figură se constată creşterea conductivităţii metalelor citate cu cît se situează într-o zonă mai apropiată de temperatura de 5—10° K, ajungînd să crească chiar de pînă la 1 000 ori, în comparaţie cu temperatura normală de funcţionare a aceluiaşi metal conductor (în cazul utilizării lui la cabluri cu răcire normală), ceea ce permite îmbunătăţirea regimului termic de funcţionare a cablurilor prin reducerea masivă a pierderilor Joule. În acord cu cele menţionate au fost realizate cabluri criorezistive cu răcire cu azot lichid de către firmele „General — Electric" (S.U.A.), „Hitachi" şi „Furukawa" (Japonia) şi „Simplex — Wire" (S.U.A.). Construcţia lor este prezentată în figura 11 a, b.

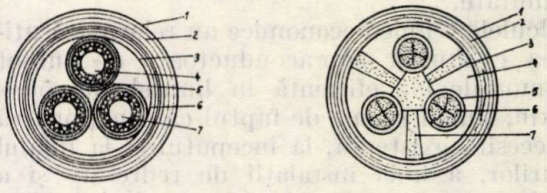


Fig. 11. Cabluri criorezistive: *a*. Cablu flexibil: 1 — manta exterioară; 2 — superizolaţie; 3 — ecran electrostatic; 4 — hîrtie metalizată perforată; 5 — conductoare din aluminiu; 6 — izolaţie impregnată cu azot lichid; 7 — azot lichid. *b*. Cablu rigid: 1 — manta exterioară; 2 — superizolaţie; 3 — ecran electromagnetic; 4 — izolaţie de vid; 5 — conductor din Cu sau Az; 6 — azot lichid; 7 — distanţoare pentru centralizarea fazelor cablului.

Avantajul principal al cablurilor criorezistive flexibile (fig. 11 a) în comparaţie cu cele rigide (fig. 11 b), este acela că prin transpoziţia posibilă a conductorilor se poate elimina influenţa efectului pelicular şi de proximitate, deci, se pot micşora sensibil pierderile, alegînd ca material conductor AZ la temperatura de 80° K, cu adîncimea de pătrundere egală cu circa 3,4 mm.

Izolaţia celor două tipuri de cabluri (fig. 11) diferă, în sensul că tipul rigid posedă o izolaţie de vid iar fazele cablului se menţin la distanţe egale între ele printr-un sistem de distanţoare, realizate din răşini epoxidice, în timp ce izolaţia cablului flexibil este constituită din folie sintetică sau hîrtie impregnată cu azot lichid.

Ambele tipuri de cabluri pot funcţiona la tensiuni de 500 kV, avînd $\operatorname{tg}\delta = 10^{-5}$. Pentru recircularea azotului lichid este necesară montarea şi funcţionarea unor staţii fixe de pompare, situate la distanţe de circa 10—11 km. În asemenea condiţii, cablurile pot transporta puteri de ordinul a 3 500 MW, cu pierderi maxime de circa 350 kW/km. Gw (diametrul cablului rigid este de circa 65 mm, iar al celui flexibil de 45 mm). Se menţionează că preţul de cost al unui cablu rigid montat este cu circa 25% mai mare decît al unui cablu flexibil similar.

Cabluri supraconductoare. Se constată că nu este posibilă eliminarea integrală a pierderilor Joule-Lenz în cabluri, deci, obţinerea unor economii maxime de energie fără trecerea la soluţia aplicării supraconductibilităţii, execuţia unor tipuri noi de reţele în cablu, realizate din metale supraconductoare (în principal Nb şi Nb_3Sn). Cercetările experimentale efectuate pînă în prezent au arătat că, în cîmpuri magnetice de peste 0,2 T, la temperatura heliului lichid (pierderile Joule-Lenz dispar aproape complet) este posibil să se transmită puteri de peste 5 GW, deci superioare limitei de putere posibile de transmis de 2,5 GW, în cazul altor tipuri de

cabluri prezentate. La toate cele menționate se mai adaugă și necesitatea măririi eficienței transmisiei electroenergetice prin cabluri supraconductoare, în ipoteza că aceasta se face în curent continuu adică, în condițiile dispariției totale a pierderilor prin efect pelicular și de proximitate.

Calculele tehnico-economice au relevat că utilizarea cablurilor supraconductoare de curent continuu devine eficientă în limitele de 50—800 km, ținînd seama de faptul că funcționarea lor necesită existența, la începutul și la finalul cablurilor, a unei instalații de redresare și a unui invertor care au o pondere valorică mare în costul total al liniei. Unele calcule au evidențiat că în cazul cablurilor de curent alternativ, în comparație cu cele de curent continuu, lungimea tehnico-economică optimă se situează sub 200 km.

Construcția cablurilor supraconductoare de curent alternativ prezentate în continuare poate fi monofazată de tip concentric (fig. 12) sau trifazată (fig. 13).

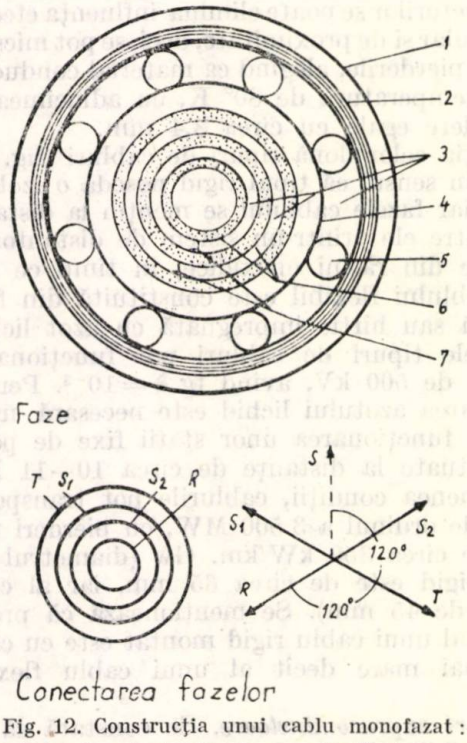


Fig. 12. Construcția unui cablu monofazat:

1 — tub protector; 2 — superizolație; 3 — zone de vid; 4 — ecran termic; 5 — tuburi de circulație a azotului lichid; 6 — zone de circulație a heliului lichid; 7 — supraconductor.

Pentru compensarea cîmpurilor electromagnetice nocive, în construcția cablurilor monofazate se aplică principiul separării părții supraconductoare în două conductoare paralele, astfel încît curenții care circulă prin fiecare să fie decalați între ei cu 180°. În acest sens, în cazul unui sistem trifazic (R, S, T), format din trei cabluri monofazate distincte, două faze adiacente (R, S_2) și (T, S_1) se conectează conform figurii 12.

În figura 14 este reprezentat un sistem multicablu, format din mai multe cabluri trifazice montate adiacent, avînd aceeași izolație termică, permițînd compensarea integrală a cîmpurilor electromagnetice, fără să mai fie nevoie de ecrane suplimentare.

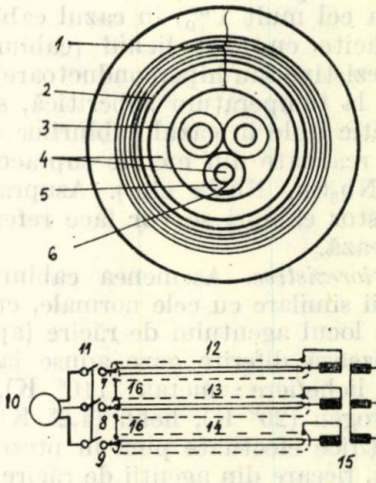


Fig. 13. Cablu trifazic supraconductor realizat din trei cabluri monofazate:

a — secțiune prin cablu; *b* — modul de conectare a cablului la generator: 1 — izolația termică; 2 — ecran termic (80 °K); 3 — tub în heliu lichid; 4 — heliu; 5 — izolația electrică; 6 — superizolație; 7,8,9 — conductori interiori; 10 — generator; 11 — întrerupător automat; 12, 13, 14 — conductori exteriori; 15 — transformator.

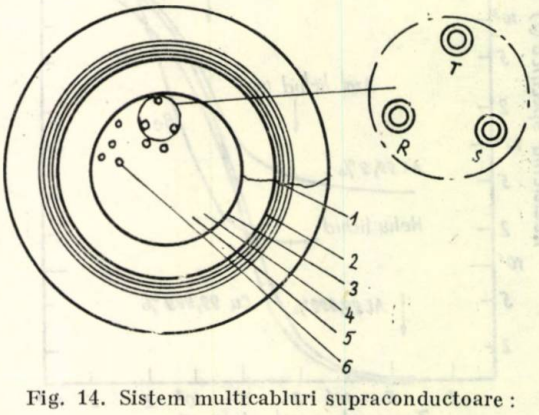


Fig. 14. Sistem multicabluri supraconductoare:

1 — izolația termică; 2 — ecran termic (80°K); 3 — tub de heliu; 4 — heliu; 5 — izolație electrică; 6 — faze supraconductoare.

Pentru a obține o compensare completă a cîmpurilor electromagnetice se mai aplică și soluția indicată în figura 15, în care supraconductorii se etalează cantitativ egal, supraetajați și paraleli, atît pentru conductorii de ducere, cît și pentru cei de întoarcere.

În continuare, se prezintă unele construcții de cabluri supraconductoare care funcționează în curent continuu (fig. 16).

La cîmpuri magnetice de peste 1 T, supraconductoarele de tipul Ni—Ti permit densități de curent de ordinul $5 \cdot 10^5$ A/cm², iar cele din Ni_3Sn permit densități de curent de 10^6 A/cm², la temperaturi ciclice de 8° K.

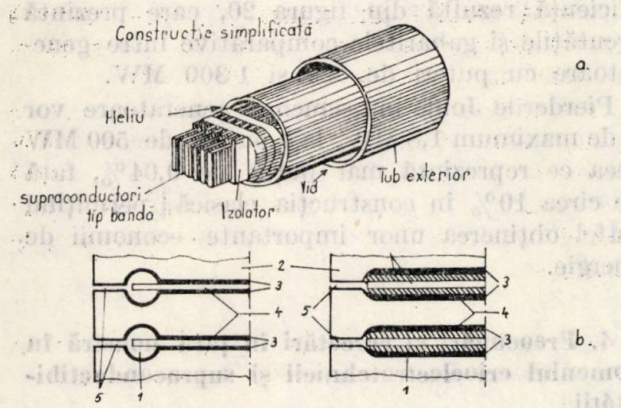


Fig. 15. Construcția unui cablu supraconductor format din benzi supraconductoare:

a — cablu propriu-zis; *b* — geometria straturilor supraconductoare care permite diminuarea efectelor marginale și îmbunătățirea răcirii: 1 — heliu; 2 — dielectric solid; 3 — straturi conductoare; 4 — benzi supraconductoare; 5 — canale de heliu; 6 — dispozitive de rigidizare.

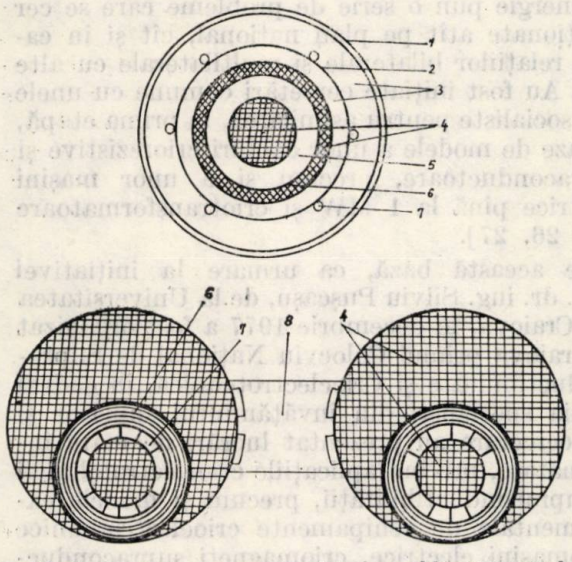


Fig. 16. Secțiune transversală printr-un cablu supraconductor de curent continuu:

1 — tub de protecție; 2 — ecran termic; 3 — instalații de vid; 4 — heliu; 5 — azot; 6 — izolație electrică; 7 — supraconductori; 8 — dispozitiv de rigidizare.

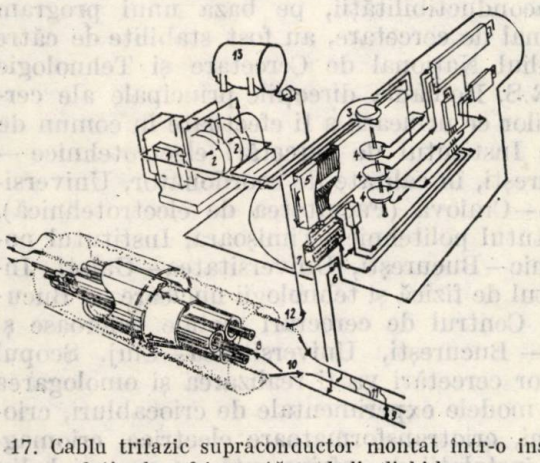


Fig. 17. Cablu trifazic supraconductor montat într-o instalație de refrigerență cu heliu lichid:

1 — refrigerator; 2 — compresor; 3 — frîna turbocompresorului; 4 — trepte ale turbocompresorului; 5 — schimbător de căldură; 6 — drosel; 7 — rezervor cu heliu lichid; 8 — linie de transmisie a agentului de răcire; 9 — regulator; 10 — cale de întoarcere a agentului de răcire; 11 — ecran termic; 12 — cale de întoarcere a heliului (300°K); 13 — cisternă cu heliu lichid.

Ansamblul unui cablu supraconductor trifazat, răcit cu He și montat într-o instalație de refrigerență este reprezentat în figura 17.

Se preconizează ca, în viitorii 10 ani, construcția unor cabluri supraconductoare să se extindă și făcîndu-se posibilă transmisia unor puteri de ordinul a 10 000—120 000 MVA și care să funcționeze la temperaturi de 2—3° K, bazate pe utilizarea ca material supraconductor a Ni_3Sn.

2. Acumulatoare de energie magnetică

Pentru acoperirea vîrfurilor zilnice, săptămînale și anuale de putere și de energie, solicitate de sistemele electroenergetice au fost efectuate numeroase studii și cercetări de către cele mai mari companii de electricitate din țările industrializate, ajungîndu-se în unanimitate la unele concluzii ilustrate în figura 18, care prezintă distribuția procentuală a sarcinii săptămînale în anul 1990, repartizată pe motoare cu ardere internă, stații de pompare etc.

Una din concluziile importante reieșite din analizele tehnico-economice este aceea că pentru compensarea vîrfurilor de sarcină un rol important îl vor avea în perspectivă, pînă în anul 2000, acumulatoarele de energie inductivă, cu capacități de înmagazinare de $8^7 \cdot 10^7$—10^8 MJ, respectiv de circa $27 \cdot 10^8$ MWh. Con-

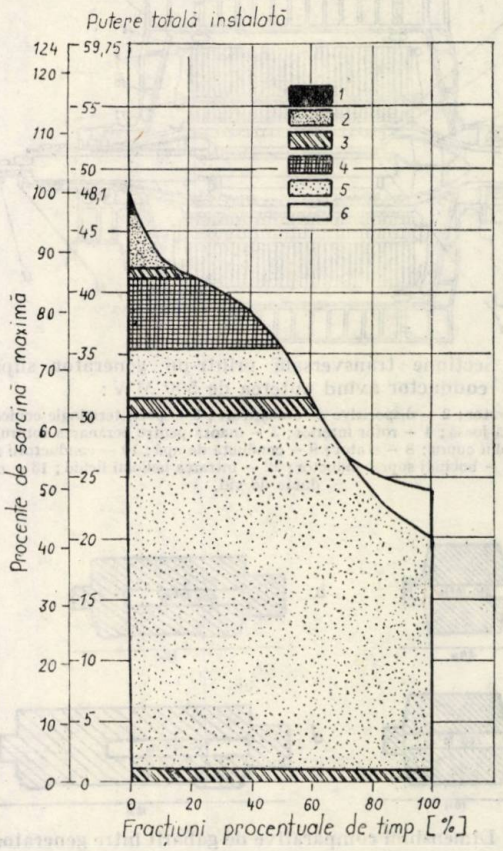


Fig. 18. Curba de sarcină tip:

1 — motoare cu ardere internă; 2 — stații de pompare; 3 — centrale hidraulice; 4 — centrale termice; 5 — centrale nuclearo-electrice; 6 — energie de rezervă.

strucţia unor asemenea acumulatoare se va baza pe utilizarea unor puternici magneţi supraconductori de formă toroidală ale căror costuri se vor cifra la $70 \cdot 10^6$ $ şi care vor deveni competitivi cu energia hidraulică, dacă energia generată nu va costa peste 0,5—1 $/kWh. Intensitatea cîmpului magnetic al acestor acumulatoare va fi de peste 10 T. Problema care se pune este suprafaţa mare ocupată de asemenea magneţi pentru acumularea energiei inductive, care va costa circa 2 000 $/m^2 (suprafeţe de 1 000 × 200 m^2 = 200 000 m^2 = 20 ha). Magneţii vor fi refrigeraţi cu heliu lichid şi vor acumula energia în perioade de sarcină redusă în sistem, cedînd-o apoi în momentele de vîrf. Acumulatoarele magnetice vor putea să înmagazineze puteri de 2 000 MW în timp de 6 minute, respectiv 200 MWh.

3. Maşini criogenice, generatoare şi motoare de curent alternativ şi continuu

Şi în domeniul criomaşinilor electrice se preconizează mutaţii importante, care vor ocaziona raţionalizarea consumurilor de energie şi realizarea unor însemnate economii. Aplicarea supraconductibilităţii va permite realizarea unor mari grupuri de generatoare cu puteri de 500—1 300 MW, conform figurii 19, a căror

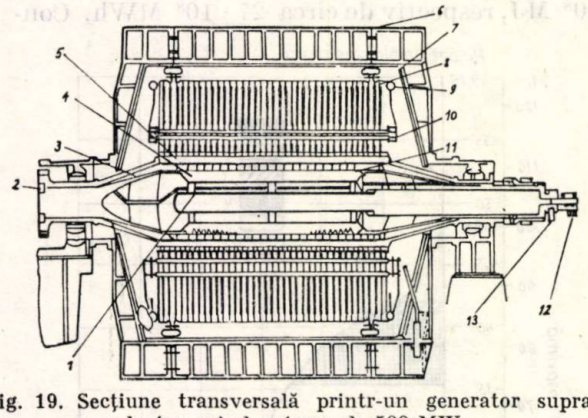


Fig. 19. Secţiune transversală printr-un generator supraconductor avînd puterea de 500 MW:

1 — refrigerator; 2 — dispozitive de etanşeizare; 3 — părţi terminale conice la temperatură joasă; 4 — rotor interior; 5 — manta pentru ecranarea rotorului; 7 — ecran din cupru; 8 — stator; 9 — conductă de apă; 10 — conductorii statorului; 11 — bobinaj supraconductor; 12 — intrarea heliului lichid; 13 — conducte de vid.

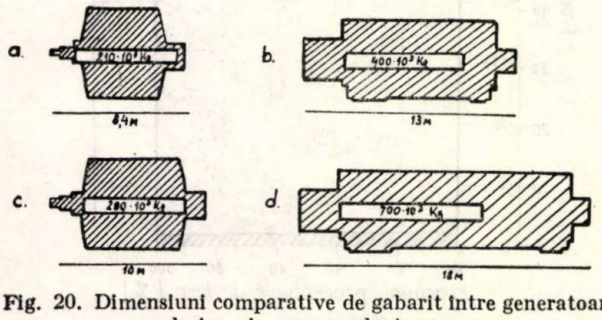


Fig. 20. Dimensiuni comparative de gabarit între generatoare clasice şi supraconductoare:

a — 500 MW supraconductor; *b* — 500 MW construcţie normală; *c* — 1 300 MW supraconductor; *d* — 1 300 MW construcţie normală.

eficienţă rezultă din figura 20, care prezintă greutăţile şi gabaritele comparative între generatoare cu puteri de 500 şi 1 300 MW.

Pierderile Joule în asemenea generatoare vor fi de maximum 1,8 MW, la o putere de 500 MW ceea ce reprezintă mai puţin de 0,04%, faţă de circa 10% în construcţia clasică, permiţînd astfel obţinerea unor importante economii de energie.

4. Preocupări şi cercetări în ţara noastră în domeniul crioelectrotehnicii şi supraconductibilităţii

În conformitate cu cele susmenţionate, ţara noastră fiind o parte integrantă a economiei mondiale, criza energetică actuală şi economia de energie pun o serie de probleme care se cer soluţionate atît pe plan naţional, cît şi în cadrul relaţiilor bilaterale şi multilaterale cu alte ţări. Au fost iniţiate cercetări comune cu unele ţări socialiste pentru asimilarea, în prima etapă, în faze de modele a unor cabluri criorezistive şi supraconductoare, precum şi a unor maşini electrice pînă la 1 MW şi criotransformatoare [25, 26, 27].

Pe această bază, ca urmare la iniţiativei prof. dr. ing. Silviu Puşcaşu, de la Universitatea din Craiova, în decembrie 1977 a fost organizat la Craiova primul Colocviu Naţional de Supraconductibilitate şi Crioelectrotehnică, în cadrul căruia specialişti din învăţămîntul superior şi din cercetare au prezentat lucrări de mare însemnătate, privind aplicaţiile crioelectrotehnicii şi supraconductibilităţii, precum şi modele experimentale de echipamente crioelectrotehnice (criomaşini electrice, criomagneţi supraconductori ş.a.).

Pentru efectuarea unor lucrări fundamentale şi aplicative în domeniul crioelectrotehnicii şi supraconductibilităţii, pe baza unui program naţional de cercetare, au fost stabilite de către Consiliul Naţional de Cercetare şi Tehnologie din R.S. România direcţiile principale ale cercetărilor ce urmează a fi efectuate în comun de către Institutul de cercetări electrotehnice — Bucureşti, în calitate de coordonator, Universitatea—Craiova (Facultatea de electrotehnică), Institutul politehnic—Timişoara, Institutul politehnic—Bucureşti, Universitatea—Galaţi, Institutul de fizică şi tehnologii nucleare — Bucureşti, Centrul de cercetări metale neferoase şi rare — Bucureşti, Universitatea—Cluj. Scopul acestor cercetări va fi realizarea şi omologarea unor modele experimentale de criocabluri, criomaşini, criotransformatoare electrice, criomagneţi, instalaţii de refrigerenţă cu azot şi heliu ale echipamentelor electrotehnice, precum şi unele tipuri de materiale electrotehnice specifice, aplicabile în crioelectrotehnică.

5. Concluzii şi propuneri

Legat de aspectele prezentate în această lucrare se impune intensificarea eforturilor de cercetare pentru realizarea unor modele de echipamente crioelectrotehnice strict necesare economiei naţionale spre a fi implementate şi experimentate în exploatare, în vederea obţinerii unor importante economii de energie în perioada 1980—1990.

Se impune adîncirea colaborării ţării noastre cu unele ţări socialiste şi ţări industrializate pentru accelerarea progresului tehnic în acest important domeniu al ştiinţei şi tehnicii.

De asemenea, se recomandă organizarea periodică a unor colocvii şi simpozioane naţionale, sau cu participare internaţională, care să dezbată realizări şi perspective în crioelectrotehnică şi supraconductibilitate şi să conducă la dezvoltări tehnico-economice importante în ţara noastră.

Bibliografie

[1] *Dew-Hughes, D.* Materiale tehnice supraconductoare. Comunicare ştiinţifică, Universitatea din Lancaster — Anglia, 1976.

[2] *Kirilin, V. A.* ş.a. În : Proc. 5 th Int. Conf. on MHD, vol. I, München, 1971, p. 353.

[3] *Mori, Y.* În : Proc. 5 th Int. Conf. on MHD, München, 1971, p. 569.

[4] *Watson, M. B., E ql,* În : Report No. 6, California Institute of Technology, 1972, p. 1—10.

[5] *Boom, R. W.* ş.a. În : Cryogenic Eng. Conf. Atlanta, Ga., 1973, Paper 0—2.

[6] *Appleton, A., Anderson, A.* În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf., Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 136.

[7] *Mole, C. J.* ş.a. În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf., Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 151.

[8] *Fox, G. R., Hatch, B. D.* În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf. Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 33.

[9] *Eckert, D.* ş.a. În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf. Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 128.

[10] *Appleton, A.* În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf. Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 16.

[11] *Lowry, L. R.* În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf. Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 41.

[12] *Stekly, Z. J.* În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf. Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 47.

[13] *Levedahl, W. J.* În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf. Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 26.

[14] *Liang, S., Martin, L.* În : Proc. of 1972 App. Supercond. Conf. Annapolis, Md., IEEE Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972 p. 86.

[15] *Steinberg, M., Powell, J. R., Manowitz, B.* În : Brookhaven National Laboratory, 1969, p. 24—25.

[16] *Bartlett, R.* ş.a. În : USAEC—DAT DC Superconducting Power Transmission Line Project at LASL,LA—5271—PR, Los Alamos, Nov. 1 to March 1, 1976.

[17] *Dubois, P.* ş.a. În : Proc. App. Supercond. Conf. Annapolis, Md., IEE, Pub. 72CH0682—5—TABSC, 1972, p. 173.

[18] *Engelhardt, H.* În : HGU Colloquim, Heidelberg, Oct. 21—22, 1971, p. 56.

[19] *Carter, C. N.* În : Cryogenics, 13, 1973, p. 207—210.

[20] *Long, H.* ş.a. În : EEI Project RP 78—7, Linde Corporation, 1969, p. 100.

[21] *Meyerhoff, R. W.* În : Cryogenics, 11, 91 (1971), p. 101—115.

[22] *Dean, J. W.* În : Proc. of 4 th Intl. Conf. on Magnet Tech, BNL. New York, 1972, p. 115—117.

[23] *Goldschwartz, J. M., Blaisse B. S.* În : Low Tempera, tures and Electric Power, IIR, Paris, 1969, p. 167.

[24] *Taylor, M. T.* În : Low Temperatures and Electric Power, IIR, Paris, 1969, p. 119.

[25] *Puşcaşu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea I. În : E.E.A. — Electrotehnica **25**, nr. 1, ian. 1977, p. 1.

[26] *Puşcaşu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea a II-a. În : E.E.A. — Electrotehnica **25**, nr. 4, ian. 1977, p. 10.

[27] * * * Lucrările colocviului de supraconductibilitate şi crioelectrotehnică, Craiova, 14—16 dec., 1977.

CZ 621.3 :535.071

SPECTROSCOPIE
MATERIALE ELECTROTEHNICE
LABORATOARE

Laboratorul de spectroscopie din ICPE în slujba cercetării materialelor electrotehnice

VALERIAN CIOFU, VLADIMIR FÂRŞIROTU* — Bucureşti

Cercetarea materialelor electrotehnice face apel la mijloace de investigare din ce în ce mai precise şi mai complexe, atît pentru cunoaşterea compoziţiei lor, cît şi pentru elaborarea unor tehnologii proprii realizării parametrilor înalţi solicitaţi de maşinile, aparatele, transformatoarele, sursele electrochimice şi componentele electronice şi de automatizare moderne.

Directivele de partid şi de stat privind valorificarea superioară a resurselor de materii prime indigene, utilizarea unor semifabricate şi produse secundare prin înnobilare, reducerea consumurilor specifice de materiale, elaborarea unor înlocuitori ai metalelor şi materialelor deficitare şi utilizarea lor eficientă în domenii de vîrf ale ingineriei tehnologice, fac ca tehnicile clasice de caracterizare a materialelor să fie insuficiente. De aceea, în cincinalul actual, în ICPE s-a organizat şi dotat un laborator de

* Ing. *Ciofu, V.* este cercetător ştiinţific şi director adjunct ştiinţific al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — Bucureşti, fiz. *Fârşirotu, V.* este cercetător ştiinţific la acelaşi institut.

spectroscopie cu multiple valenţe în cercetarea materialelor.

În cadrul laboratorului, cu dotarea existentă, se pot efectua următoarele investigaţii:

— identificări calitative ale materialelor cu destinaţie electrotehnică, spre exemplu: lacuri, răşini, polimeri, cauciucuri, mase ceramice, dielectrici lichizi, plastifianţi, umpluturi anorganice, pigmenţi organici şi anorganici, stabilizatori *UV*, antistatice, biocide, acceleratori, lubrifianţi etc. (fig. 1);

— controlul purităţii materiilor prime şi solvenţilor ca şi a reproductibilităţilor de şarjă;

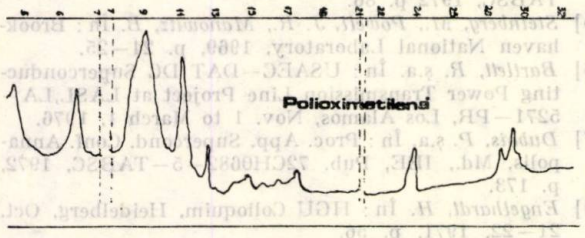


Fig. 1. Spectrul în *IR* al unei polioximetilene, obţinut pentru analiză calitativă de identificare prin tehnică de reflexie (*ATR*).

— studii privind gradul de alterare a structurii materialelor sub acţiunea factorilor degradativi de utilizare (temperatură, cîmp electric, radiaţii, factori naturali de climă, agenţi chimici etc., (fig. 2);

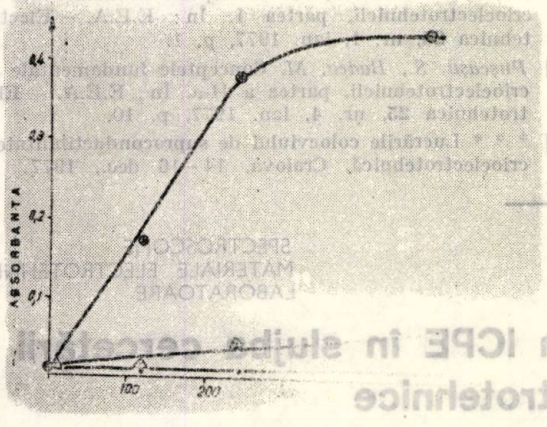


Fig. 2. Compararea influenţei diferitelor tratamente accelerate de laborator asupra structurii unei polietilene de înaltă presiune, urmărită în *IR* prin variaţia absorbanţei benzii de la 1720 cm^{-1}.:
⊙ radiaţii ultraviolete;
△ radiaţii din spectrul solar (xenotest);
● temperatură.

— dozări de elemente prezente la materiale electrotehnice ca şi a incluziunilor metalice rezultate în procesul de fabricaţie sau apărute în exploatare pentru hîrtia de condensator;

— dozări de metale (Ni, Co, Cd, Al, Cr, Pb, Fe) în băi galvanice;

— dozări de elemente în silicaţi şi sticle;

— urmărirea prezenţei şi acţiunii stabilizatorilor şi aditivilor în polimeri şi dielectrici lichizi;

— determinări colorimetrice (fig. 3);

— determinarea energiei de activare a degradării pentru polimerii supuşi îmbătrînirii termice (fig. 4);

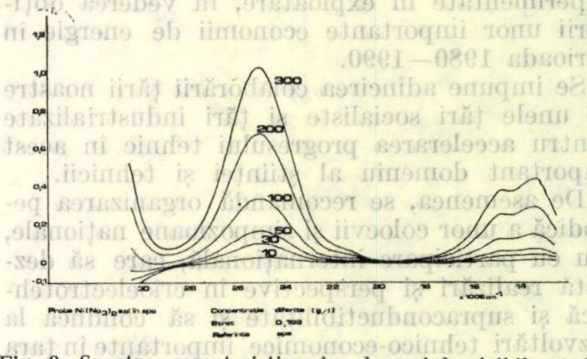


Fig. 3. Spectre caracteristice în domeniul vizibil pentru dozarea nichelului într-o baie galvanică.

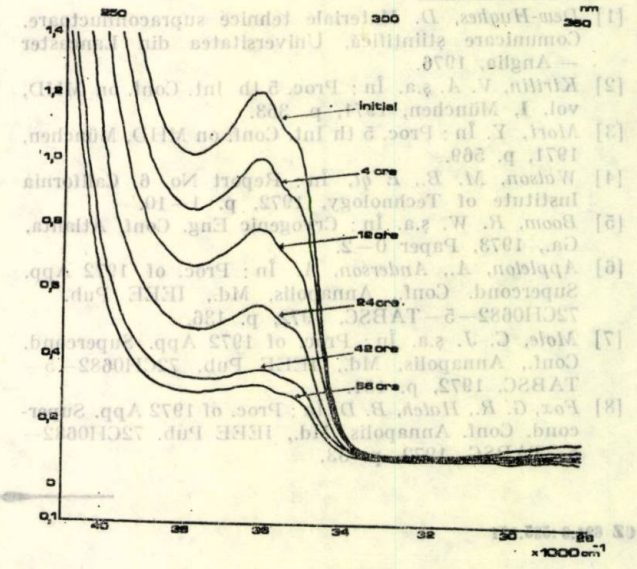


Fig. 4. Degradarea *PMMA* supus acţiunii temperaturii (160°C) urmărită prin spectrometrie în domeniul ultraviolet la diferite intervale de timp.

— determinarea şi dozarea impurificării cu ulei mineral a gazelor electronegative, ca hexaflorura de sulf.

Pentru efectuarea acestor lucrări laboratorul dispune de:

1 — spectrofotometru de absorbţie în infraroşu cu prisme, în domeniul 5 000 cm^{-1} — 400 cm^{-1}. Măsurătorile pot fi efectuate pe probe solide, lichide şi gaze, dotarea existentă permiţînd înregistrarea spectrală atît în transmisie, cît şi în tehnică de reflexie totală atenuată (*ATR*) (fig. 5 şi 6);

2 — spectrofotometru de absorbţie în ultraviolet şi vizibil cu înregistrator, în domeniul a 200 mm—800 mm (54 000 cm^{-1}—12 600 cm^{-1}, fig. 7);

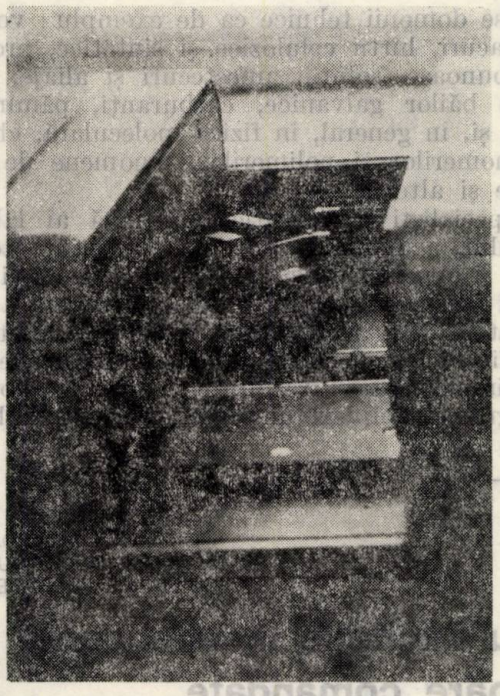


Fig. 5. Dispozitivul *ATR* pentru înregistrarea spectrelor *IR* în reflexie.

Fig. 6. Spectrofotometrul de absorbție în domeniul *IR*.

3 — spectrofotometru de absorbție atomică cu două fascicule, dotat, în prezent, cu lămpi catodice pentru elementele: Al, Sb, Ba, Be, B, Cd, Ca, Cr, Co, Cu, Fe, Pb, Li, Mn, Ni (fig. 8);

4 — etuvă cu circulație forțată de aer și etuvă cu vid pentru efectuarea studiilor de anduranță termică, la temperaturi pînă la

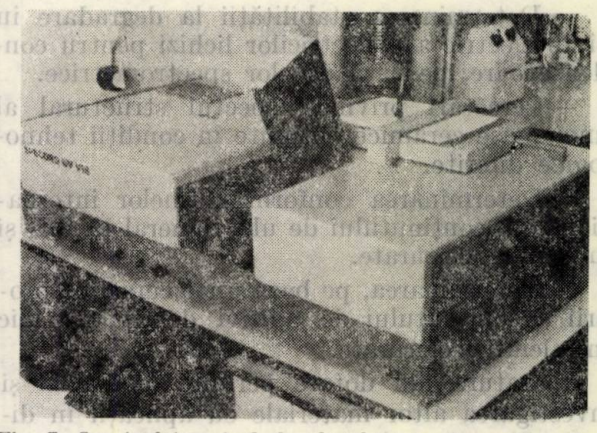


Fig. 7. Spectrofotometrul de absorbție în domeniile ultraviolet și vizibil.

Fig. 8. Spectrofotometrul de absorbție atomică.

300°C, corespunzînd materialelor din clasa *C* de izolație;

5 — presă și instalație de vid la 10^{-3} mm Hg pentru realizarea pastilării probelor în tehnică, KBr pentru înregistrarea spectrelor în infraroșu și *UV*;

6 — balanță analitică de precizie.

Cu această dotare au fost întreprinse în ultimii ani studii și cercetări privind:

— Stabilitatea structurală a unor sorturi de polietilenă de joasă densitate la acțiunea destructivă a factorilor de climă naturali și artificiali din instalațiile de laborator, ca și corelarea modificărilor de structură cu datele fizico-mecanice.

— Stabilitatea structurală a polistirenului de proveniență indigenă îmbătrînit în stațiile climatice ale ICPE.

— Urmărirea modificărilor structurale în *PVC* și polimetilmetacrilat din producția românească în vederea stabilirii posibilităților de utilizare pentru produse în execuție tropicalizată.

— Comportarea structurală a unor lacuri electroizolante poliesterimidice, poliuretanice și epoxidice la acțiunea degradativă a temperaturii mediilor chimice și umidității.

— Urmărirea comportării stabilizatorului anti-*UV* la acțiunea radiațiilor solare și ultraviolete.

— Determinarea stabilității la degradare în cîmp electric a dielectricilor lichizi pentru condensatoare, pe baza datelor spectrometrice.

— Cercetări privind aspectul structural al unor mase ceramice obținute în condiții tehnologice diferite.

— Determinarea conform normelor internaționale a conținutului de ulei mineral în SF_6 și în uleiuri clorurate.

— Determinarea, pe baza unor cercetări proprii a conținutului de aditivi de tip epoxidic în uleiurile clorurate.

Aparatura din dotare permite, potențial și investigarea altor materiale cu aplicații în diverse domenii tehnice ca de exemplu : vopsele și lacuri, hîrtii celulozice și sintetice, produse cărbunoase, soluții, amestecuri și aliaje, soluțiile băilor galvanice, carburanți, pămînturi, apa și, în general, în fizica moleculară, chimia monomerilor și polimerilor, fenomene de oxidare și altele.

Specialiști cu vocație științifică ai laboratorului, acumulînd continuu cunoștințe teoretice și experimentale în domeniile fizicii și chimiei fizice, asigură interpretarea corectă a măsurătorilor și acordă consultații și o asistență calificată beneficiarilor și cercetătorilor chemați să implementeze rezultatele investigărilor în programe complexe de cercetare a materialelor.

CZ 621.313.2 :621.314.63

REDRESOR DE C.C.
REDRESOR COMANDAT
FENOMEN DE COMUTAȚIE
BOBINĂ DE FILTRARE

Comutația motoarelor de c.c. cu excitație independentă alimentate de la redresoare comandate

MATILDA ȚIGLER* — București

Motoarele de c.c. alimentate de la redresoare comandate, utilizate în sistemele de acționări electrice reglabile, prezintă unele particularități funcționale cu repercursiuni asupra construcției, datorită tensiunii și curentului ondulat. În acest caz se pun două probleme :

1 — O tensiune alternativă cu frecvența pulsurilor și armonicile acestora este suprapusă valorii medii a tensiunii continue, avînd drept consecință o componentă alternativă de curent ; ca urmare, o solicitare termică suplimentară [1] și o solicitare suplimentară la comutație, în raport cu exploatarea în c.c. neted va caracteriza comportarea mașinii.

2 — Viteza ridicată de modificare a curentului care poate fi impusă mașinii de c.c., în sistemele de reglare automată, cînd este necesar a se asigura controlul a cel puțin două mărimi ; curentul din circuitul rotoric și turația motorului.

În această lucrare se analizează solicitarea la comutație a motoarelor de c.c. alimentate de la redresoare comandate și se dau indicații privind dimensionarea bobinelor de filtrare introduse în circuitul rotoric, din punct de vedere al solicitării la comutație.

1. Solicitarea la comutație a motoarelor de c.c. cu excitație independentă, alimentate de la redresoare comandate

Pentru determinarea solicitării la comutație a motoarelor de c.c. cu excitație independentă alimentate prin intermediul redresoarelor comandate, este decisivă tensiunea electromotoare rezultantă din spirele înfășurării rotorice vremelnic scurtcircuitate de perii, cunoscută sub numele de tensiune reziduală ΔE, [2]. În cazul motoarelor de c.c. alimentate prin intermediul redresoarelor comandate, ținînd seama de expresia curentului stabilit în circuitul rotoric, în regim staționar, [1], aceasta are două componente : prima ΔE_0 este tensiunea reziduală produsă de componenta continuă a curentului din circuitul rotoric, I_A și a doua, ΔE_ν, produsă de componenta alternativă, armonică ν a curentului din circuitul rotoric $I_\alpha^{(\nu)}$. Cele două componente se suprapun cu ajutorul relației [3] :

$$\Delta E = \sqrt{\Delta E_0^2 + \Delta E_\nu^2}. \qquad (1)$$

Suprapunerea este admisibilă, deoarece fenomenul de comutație la mașinile electrice de c.c. are loc în circuitul magnetic aproape nesaturat.

Componenta ΔE_0, care caracterizează solicitarea la comutație cauzată de curentul I_A, poate fi determinată din tensiunea de reactanță, cu o desfășurare în timp sub formă de trepte și din tensiunea electromotoare indusă de cîmpul polilor de comutație, cu o desfășurare continuă, rezultînd o tensiune diferențială în formă de dinte de ferăstrău (fig. 1).

Ambele componente ale tensiunii electromotoare ΔE_0 sînt proporționale cu componenta continuă a curentului din circuitul rotoric și cu turația motorului. De aceea, între inducția

* Dr. ing. *Matilda Țigler* este asistent la Catedra de mașini electrice din Institutul politehnic București.

magnetică din întrefierul polului de comutaţie şi curentul din circuitul rotoric trebuie să existe o proporţionalitate directă, care este asigurată datorită schemei de conexiune a înfăşurării rotorului şi a polilor de comutaţie, atît timp

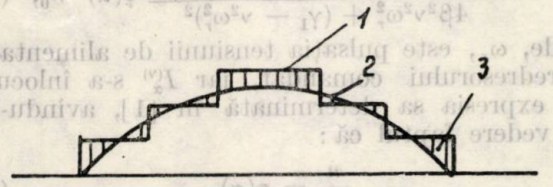


Fig. 1. — Tensiunea de reactanţă; 2 — t.e.m. indusă de cîmpul polilor de comutaţie; 3 — t.e.m. reziduală în formă de dinte de ferăstrău.

cît în circuitul magnetic al polilor de comutaţie nu există o saturaţie evidentă.

La o dimensionare adecvată a întrefierului polului de comutaţie, valoarea medie a tensiunii de reactanţă, $E_{r,0}$, este [3]:

$$E_{r,0} = 2w_s\, l_i\, v_a\, A\, \lambda', \qquad (2)$$

unde:

- w_s este numărul de spire pe secţie ale înfăşurării rotorului;
- l_i — lungimea miezului magnetic al rotorului;
- v_a — viteza periferică a rotorului;
- A — densitatea liniară de curent în rotor;
- λ' — permeanţa globală a secţiei rotorice;

şi anulează tensiunea electromotoare a cîmpului de comutaţie, $E_{k,0}$, rămînînd doar o mică tensiune diferenţială ΔE_0, condiţionată de alura diferită în timp a celor două tensiuni (fig. 1). Valoarea efectivă a tensiunii reziduale la exploatarea în c.c. neted ΔE_0 este mică şi poate fi neglijată în raport cu tensiunea reziduală ΔE_ν (cauzată de componenta alternativă a curentului din circuitul rotoric, cu frecvenţa de impuls a redresorului $I_\alpha^{(\nu)}$ a motorului de c.c. alimentat prin intermediul redresorului comandat. Această situaţie de fapt se poate reprezenta prin doi vectori de lungime egală, cu un decalaj de fază de 180°, a căror adunare furnizează valoarea zero pentru tensiunea reziduală, fig. 2.a.

Componenta alternativă a curentului din circuitul rotoric cu frecvenţa de impuls a redresorului comandat, $I_\alpha^{(\nu)}$ provoacă în bobinele din rotor aflate în procesul de comutaţie, o tensiune de reactanţă, tot cu o alură în timp sub formă de trepte $E_{r_{\nu,\alpha}}$ care este proporţională cu valoarea efectivă a curentului $I_\alpha^{(\nu)}$ şi în fază cu acesta. La motoarele de c.c. avînd polii de comutaţie realizaţi din tole izolate între ele, tensiunea de reactanţă este anulată de către tensiunea electromotoare indusă de cîmpul polilor de comutaţie $E_{r_{\nu,\alpha}}$ proporţională de asemenea cu valoarea efectivă a curentului din circuitul rotoric $I_\alpha^{(\nu)}$, astfel încît nu rămîne decît o mică tensiune reziduală, în formă de dinte de ferăstrău, ca la exploatarea în c.c. neted.

La motoarele de c.c. avînd jugul masiv al polilor de comutaţie, foarte răspîndite din cauza preţului de cost scăzut, curenţii turbionari cauzaţi de pulsaţiile curentului din circuitul rotoric, în cazul alimentării acestor motoare prin intermediul redresoarelor comandate, provoacă o

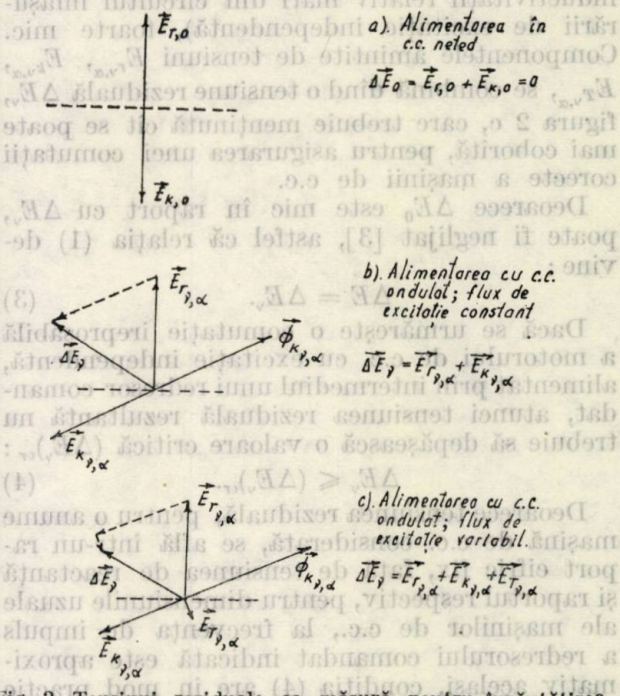


Fig. 2. Tensiuni reziduale ca măsură pentru înrăutăţirea comutaţiei la motoarele de c.c., alimentate cu diferite categorii de curent.

amortizare a cîmpului magnetic al polilor de comutaţie. Curentul rotoric se modifică mai repede decît poate să-l urmărească cîmpul polilor de comutaţie. Cîmpul opus format de curenţii turbionari, slăbeşte cîmpul util al polilor de comutaţie la creşterea curentului rotoric şi îl intensifică la scăderea curentului rotoric. În felul acesta, cîmpul magnetic al polilor de comutaţie este mai întîi prea slab şi ulterior prea intens; din această cauză este posibil să se obţină o comutaţie înrăutăţită.

Datorită efectului de amortizare al curenţilor turbionari, tensiunea $E_{k_{\nu,\alpha}}$ este mai mică decît tensiunea $E_{r_{\nu,\alpha}}$ şi în plus, cele două tensiuni nu se mai află în opoziţie de fază, figura 2 b. Aceeaşi influenţă o au şi variaţiile rapide de curent, impuse în regim tranzitoriu de către instalaţia de reglare şi frecvent întîlnite în practică. Pentru asigurarea condiţiilor unei comutaţii ireproşabile, se poate indica o valoare maximă admisibilă pentru viteza de variaţie a curentului din circuitul rotoric şi se poate realiza prin sistemul de reglare o limitare corespunzătoare.

Dacă se modifică fluxul principal (al polilor de excitaţie), de exemplu, prin modificări rapide

la slăbirea cîmpului magnetic de excitaţie, sau la alimentarea circuitului înfăşurării de excitaţie independentă al maşinii de c.c. prin intermediul unui redresor comandat, în secţia scurtcircuitată de perii a înfăşurării rotorului se mai induce suplimentar o tensiune electromotoare de transformare $E_{T_{\nu,\alpha}}$, [4]. Modulul acesteia este, în majoritatea cazurilor (datorită inductivităţii relativ mari din circuitul înfăşurării de excitaţie independentă), foarte mic. Componentele amintite de tensiuni $E_{r_{\nu,\alpha}}$, $E_{k_{\nu,\alpha}}$, $E_{T_{\nu,\alpha}}$, se combină dînd o tensiune reziduală ΔE_ν, figura 2 c, care trebuie menţinută cît se poate mai coborîtă, pentru asigurarea unei comutaţii corecte a maşinii de c.c.

Deoarece ΔE_0 este mic în raport cu ΔE_ν, poate fi neglijat [3], astfel că relaţia (1) devine:

$$\Delta E = \Delta E_\nu. \tag{3}$$

Dacă se urmăreşte o comutaţie ireproşabilă a motorului de c.c. cu excitaţie independentă, alimentat prin intermediul unui redresor comandat, atunci tensiunea reziduală rezultantă nu trebuie să depăşească o valoare critică $(\Delta E_\nu)_{cr}$:

$$\Delta E_\nu \leqslant (\Delta E_\nu)_{cr}. \tag{4}$$

Deoarece tensiunea reziduală, pentru o anume maşină de c.c. considerată, se află într-un raport cifric fix, faţă de tensiunea de reactanţă şi raportul respectiv, pentru dimensiunile uzuale ale maşinilor de c.c., la frecvenţa de impuls a redresorului comandat indicată este aproximativ acelaşi, condiţia (4) are în mod practic aceeaşi valoare cu cerinţa ca valoarea de vîrf a tensiunii de reactanţă $E_{r_{\nu,\alpha}}$ să nu depăşească valoarea critică $(E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr}$, adică:

$$E_{r_{\nu,\alpha}} = C\sqrt{2}\, I_\alpha^{(\nu)}\, n \leqslant (E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr}, \tag{5}$$

unde, C este un coeficient ce caracterizează un anumit motor de c.c., iar n este turaţia motorului considerat.

Condiţia (5) reprezintă baza pentru dimensionarea bobinelor de filtrare înseriate în circuitul rotoric al motoarelor de c.c. alimentate de la redresoare comandate.

Tensiunea continuă la mersul în gol ideal, pentru unghiul de întîrziere la aprindere al tiristoarelor $\alpha = O$, U_{A0}, specificată în [1], stabileşte, prin motorul de c.c. cu excitaţie independentă, o turaţie n_0, considerată turaţie de bază fictivă, care depăşeşte cu (12—15)% turaţia maximă obţinută prin comanda circuitului rotoric (fără slăbirea cîmpului magnetic al înfăşurării de excitaţie), înscrisă pe placa indicatoare a motorului. Aceasta se datoreşte faptului că în majoritatea cazurilor se cere o rezervă de tensiune suficientă, care să permită o exploatare de suprasarcină la turaţia maximă obţinută numai prin comanda circuitului rotoric al motorului. Pe de altă parte, trebuie să se obţină turaţia maximă şi la o scădere cu 5% a tensiunii reţelei.

Cu aceasta relaţia (5) devine:

$$E_{r_{\nu,\alpha}} = C\sqrt{2} I_\alpha^{(\nu)} \frac{n}{n_0} n_0 = C\sqrt{2}\, \frac{U_{A0}}{R \operatorname{tg} \varphi} \cdot \frac{\varphi_\nu(\alpha)}{\nu} \cdot$$
$$\cdot \frac{\nu^2\omega_r^2 \sqrt{(\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2 - 4\beta^2\nu^2 2_r^2\, \omega}}{4\beta^2\nu^2\omega_r^2 + (\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2}\, \varphi(\alpha) \cdot n_0, \tag{6}$$

unde, ω_r, este pulsaţia tensiunii de alimentare a redresorului comandat, iar $I_\alpha^{(\nu)}$ s-a înlocuit cu expresia sa determinată în [1], avîndu-se în vedere faptul că:

$$\frac{n}{n_0} = \varphi(\alpha). \tag{7}$$

Funcţia de comandă $\varphi(\alpha)$, specificată în [1] reprezintă modulaţia redresorului comandat şi este dependentă de schema sa de conectare, la fel ca şi cealaltă funcţie de comandă $\varphi_\nu(\alpha)$; $\operatorname{tg} \varphi = L\omega_r/R$ (R şi L reprezintă rezistenţa, respectiv inductivitatea din circuitul rotoric), iar γ_1 şi β sînt notaţii ale căror expresii [1] sînt dependente de motorul analizat.

Se constată că tensiunea de reactanţă cauzată de componenta alternativă a curentului din circuitul rotoric, cu frecvenţa de impuls a redresorului, în cadrul domeniului de comandă al rotorului, este o funcţie de modulaţia redresorului. Ea atinge un maxim la unghiul de comandă critic α_{cr} soluţie a ecuaţiei:

$$\frac{d}{d\alpha}(E_{r_{\nu,\alpha}}) = O. \tag{8}$$

Aşadar, comutaţia nu este influenţată de valoarea medie a curentului din circuitul rotoric, ci de valoarea maximă pe care acesta o înregistrează în decursul unei perioade a pulsaţiei sale. Pentru amplitudini mari ale pulsaţiilor curentului din circuitul rotoric, comutaţia devine mai dificilă.

Alura tensiunii de reactanţă a motorului de c.c. cu excitaţie independentă, avînd datele nominale 75 kW, 220 V, 515 rot/min, în cazul alimentării sale prin intermediul unui redresor cu schema în punte trifazată comandată, $\nu = 6$ este prezentată în figura 3, în cazul exploatării motorului fără filtrarea pulsaţiilor curentului din circuitul rotoric, pentru care $\operatorname{tg} \varphi = 6{,}2$, precum şi în cazul utilizării unei bobine de filtrare care dublează inductivitatea circuitului de sarcină al motorului. În ambele situaţii analizate se constată că valoarea maximă a tensiunii de reactanţă $(E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr}$, pentru turaţii mai mici decît turaţia nominală a motorului este foarte scăzută, sub 0,1 V, iar pentru turaţia maximă de 1 500 rot/min, tensiunea de reactanţă este inferioară valorii de 0,3 V, prin urmare sub valoarea admisibilă considerată [3], $(E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr} = 0{,}5$ V.

Pe baza valorii admisibile a tensiunii de reactanţă se pot determina valorile limită pen-

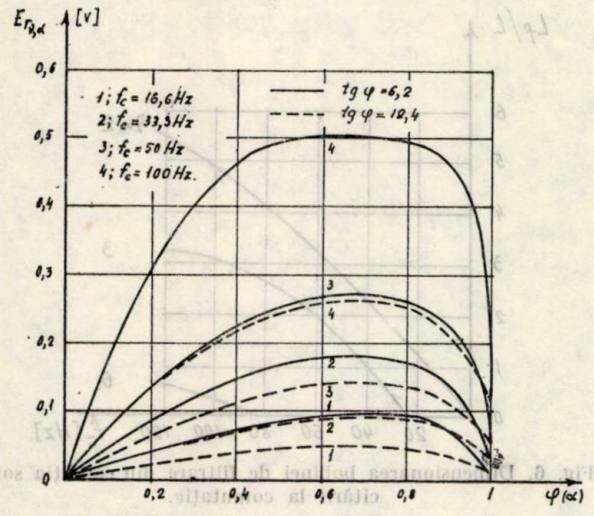


Fig. 3. T.e.m. de reactanţă $E_{r_{\nu,\alpha}}$; $\nu = 6$.

tru tensiunea de alimentare la reţeaua de c.a. a redresorului comandat $(U_L)_{cr}$ şi pentru turaţia n_0 folosind relaţiile :

$$(U_L)_{cr} = \left. \frac{(E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr}}{\frac{C}{U_{A0}} \cdot \frac{q^2}{R \operatorname{tg}\varphi} \cdot \frac{\varphi_\nu(\alpha)}{\nu}\, \varphi(\alpha)\, \frac{\nu^2 \omega_r^2 \sqrt{(\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2 - 4\beta^2\nu^2\omega_r^2}}{4\beta^2\nu^2\omega_r^2 + (\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2}} \right|_{\alpha = \alpha_{cr}}, \qquad (9)$$

$$n_0 = \left. \frac{(E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr}}{C\sqrt{2}\, \frac{U_{A0}}{R \operatorname{tg}\varphi} \cdot \frac{\varphi_\nu(\alpha)}{\nu}\, \varphi(\alpha)\, \frac{\nu^2 \omega_r^2 \sqrt{(\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2 - 4\beta^2\nu^2\omega_r^2}}{4\beta^2\nu^2\omega_r^2 + (\gamma_1 - \nu^2\omega_r^2)^2}} \right|_{\alpha = \alpha_{cr}}. \qquad (10)$$

unde factorul q, [1], depinde de schema de conectare a redresorului.

În figura 4 s-a reprezentat tensiunea de reactanţă a aceluiaşi motor, pentru trei scheme de conectare a redresorului comandat; punte trifazată comandată $\nu = 6$, punte trifazată semicomandată $\nu = 3$, punte monofazată semicomandată $\nu = 2$. Se constată că în cazul alimentării motorului prin intermediul redresorului cu schema în punte trifazată semicomandată, la exploatarea cu bobină de filtrare, care dublează inductivitatea din circuitul rotoric, pentru turaţii mai mici de 1 500 rot/min, $E_{r_{\nu,\alpha}} < 0{,}4$ V, adică, sub limita admisibilă. Pentru aceeaşi gamă de turaţii ale motorului şi în aceleaşi condiţii de filtrare, tensiunea de reactanţă a motorului alimentat de la un redresor cu schema în punte monofazată semicomandată, depăşeşte valoarea admisibilă, în acest din urmă caz fiind necesară o filtrare suplimentară a pulsaţiilor curentului rotoric, astfel ca, inductivitatea din circuitul de sarcină să fie de aproape patru ori mai mare decît în absenţa filtrării (fig. 5).

Comutaţia devine mai dificilă la curenţi care depăşesc curentul nominal al motorului şi datorită faptului că reacţia indusului devine mai puternică. Se impune utilizarea unei înfăşurări de compensare a reacţiei magnetice. Această înfăşurare asigură un cîmp rezultant în întrefier nedeformat, dar, acţionînd din punct de vedere magnetic în sens opus înfăşurării rotorice, conduce la micşorarea aparentă a inductivităţii totale din circuitul rotoric, care are efecte negative (bobina de filtrare în acest caz va avea o inductivitate mai mare).

2. Dimensionarea bobinelor de filtrare din punct de vedere al solicitării la comutaţie

Dimensionarea bobinelor de filtrare se poate face după trei criterii; după cerinţele impuse de fenomenul de comutaţie, de considerente termice (diminuarea puterii motorului) şi din condiţia ca la curentul minim admis să fie asigurat regimul de curent neîntrerupt.

Bobinele de filtrare pentru motoarele de c.c. cu excitaţie independentă, avînd poli de comutaţie cu miez masiv, alimentate prin intermediul redresoarelor comandate, au fost dimensionate după cerinţe de natură fizică, care au drept scop o limitare a solicitării la comutare. Dimensionarea bobinei de filtrare s-a făcut pe baza condiţiei (5). În figura 6 s-a reprezentat raportul L_f/L (L_f este inductivitatea bobinei de filtrare) în funcţie de frecvenţa curentului din circuitul rotoric, cauzată de comutaţie, f_c pentru schemele de conectare a redresorului comandat analizate în § 1. Se constată că prin utilizarea unui redresor cu schema în punte trifazată comandată, se obţine o comutaţie bună a motorului pentru turaţii de pînă la 2 500 rot/min, fără să fie necesară utilizarea bobinei de filtrare; în cazul schemei în punte trifazată semicomandată, este posibilă realizarea unei comutaţii bune, fără utilizarea bobinei de filtrare, la turaţii de pînă la 600—700 rot/min, apropiate, deci, de turaţiile nominale ale motoarelor de medie şi mare putere, în timp ce schema în punte monofazată semicomandată, chiar la turaţii foarte mici, necesită introducerea în circuitul rotoric a unei bobine de filtrare.

Aşadar, cînd bobinele de filtrare sînt dimensionate numai după cerinţele impuse de fenomenul de comutaţie, rezultă o diminuare accentuată a puterii motoarelor de c.c., alimentate de la redresoare comandate, mai ales la turaţii ridicate.

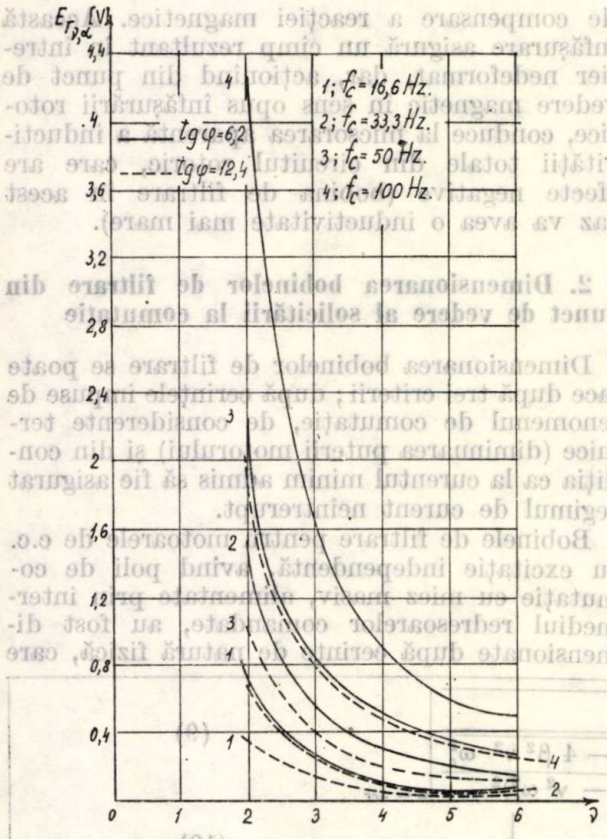


Fig. 4. T.e.m. de reactanță $E_{r_{\nu,\alpha}}$; $\alpha = \pi/3$.

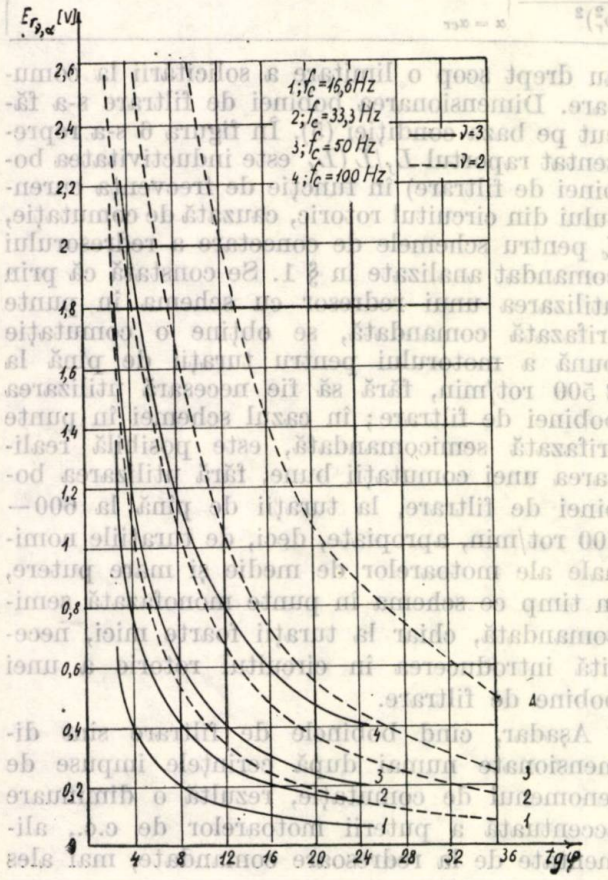


Fig. 5. T.e.m. de reactanță $E_{r_{\nu,\alpha}}$; $\alpha = \pi/3$.

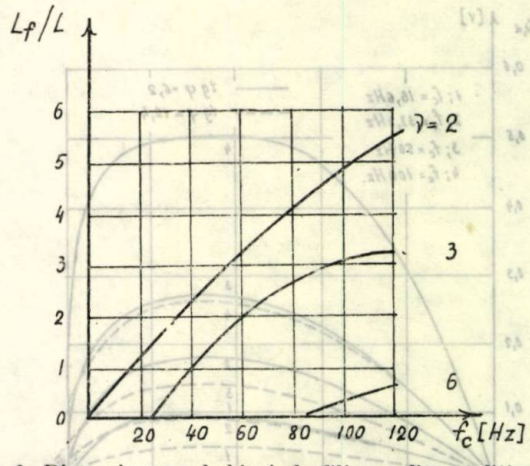


Fig. 6. Dimensionarea bobinei de filtrare din condiția solicitării la comutație.

În aceste situații este necesar a se analiza dacă trecerea la o bobină de filtrare cu inductivitate mai mare, la un motor de c.c. de putere mai mare, sau la un redresor comandat avînd o componentă alternativă mai redusă a curentului din circuitul rotoric poate fi mai avantajoasă.

Motorul de c.c. avînd polii de comutație realizați din tole izolate, alimentat de la redresor comandat, nu are nevoie în general, ținînd seama de comutație, de utilizarea unei bobine de filtrare. Dacă un astfel de motor este utilizat în acționările electrice reglabile, fără bobină de filtrare, diminuarea necesară de putere crește rapid o dată cu frecvența curentului din rotor, cauzată de comutație și poate atinge în domeniul de turații avantajos din punct de vedere tehnic, valori nejustificabile economic.

Prin utilizarea bobinei de filtrare, diminuarea puterii motorului poate fi scăzută pînă la orice valoare; este nerațional să se tindă la un factor de diminuare a puterii $k_P > 95\,\%$, [1], deoarece bobina de filtrare crește în dimensiuni și preț de cost, fără o creștere substanțială a puterii.

Bobinele de filtrare ale motoarelor de c.c. avînd jugul masiv al polilor de comutație, necesare pentru limitarea solicitării suplimentare la comutație sînt funcție de tensiunea de reactanță $E_{r_{\nu,\alpha}}$. Valorile admisibile ale acesteia au fost determinate parțial prin încercări teoretice, parțial experimental; nu există, în general, o limită rigidă pînă la care contactul perie-colector este corespunzător.

Pe baza experienței obținute în acționările electrice reglabile de c.c., utilizînd tiristoare [3], pare posibilă ridicarea valorii limită pentru solicitarea la comutare. Inductivitățile bobinelor de filtrare, necesare din motive de comutație, devin mai mici; diminuările de putere, impuse de considerente termice devin mai mari. O ieftinire a acționărilor electrice reglabile de c.c., utilizînd tiristoare, se obține numai dacă

motorul de c.c. nu este complet folosit din punct de vedere termic.

3. Performanţele comutaţiei. Determinări experimentale

Performanţele comutaţiei au fost investigate prin metoda benzii negre [5]. Lăţimea şi forma benzii negre dau indicaţii privind capacitatea de comutaţie a maşinii de c.c., comutaţia fiind cu atît mai sigură, cu cît lăţimea zonei de comutaţie este mai mare.

Slăbirea performanţelor de comutaţie este influenţată de amplitudinea pulsaţiilor curentului rotoric, cauzate de redresorul comandat; folosind metoda benzii negre, în figura 7 se

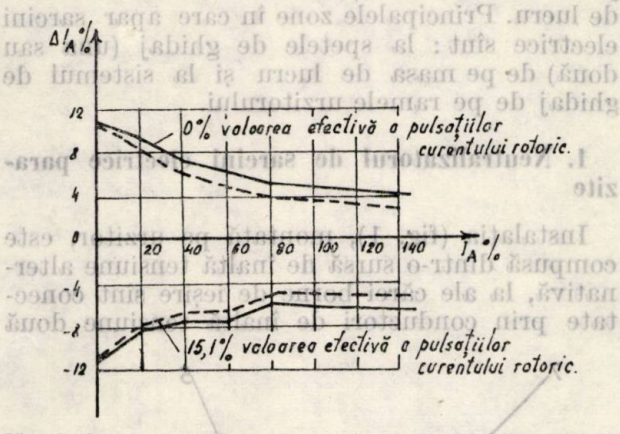


Fig. 7. Banda neagră pentru motorul de 37 kW, 220 V, 575 rot/min, funcţionînd ca generator la turaţia nominală.

arată că deprecierea performanţelor de comutaţie este de aproximativ 20 % pentru o valoare efectivă a pulsaţiilor curentului rotoric de 15,1 %, în raport cu 0 % pulsaţii ale curentului rotoric, pentru un motor de c.c. de 37 kW, 220 V, 575 rot/min. Acest rezultat experimental sugerează faptul că la motoarele de c.c. de medie putere, alimentate de la redresoare comandate, la care valoarea efectivă a pulsaţiilor curentului rotoric nu depăşeşte 15 % (de exemplu, prin utilizarea unui redresor în punte trifazată comandată), este posibilă menţinerea în limite normale a comutaţiei.

4. Concluzii

Pentru a obţine o comutaţie ireproşabilă a motorului de c.c. cu excitaţie independentă, alimentat de la un redresor comandat, este necesar ca tensiunea de reactanţă, cauzată de componenta alternativă a curentului din circuitul rotoric, cu frecvenţa de impuls a redresorului comandat, să nu depăşească o valoare admisibilă. Prin utilizarea unui redresor cu schema în punte trifazată comandată, cerinţa este îndeplinită chiar la exploatarea fără bobină de filtrare; schemele de redresor comandat cu trei şi două pulsuri necesită înserierea în circuitul de sarcină a unei bobine de filtrare dimensionată corespunzător.

Dimensionarea bobinei de filtrare din condiţia obţinerii unei comutaţii corespunzătoare, conduce la valori relativ scăzute ale acesteia şi în aceste condiţii diminuarea puterii motorului de c.c., impusă de considerente termice este importantă. Mărirea şocului de filtrare este costisitoare, practic, fiind uneori mai rentabilă folosirea incompletă din punct de vedere termic a motorului de c.c., alimentat de la un redresor comandat.

Metoda benzii negre arată că pentru motoarele de c.c. de putere medie, alimentate de la redresoare cu schema în punte trifazată comandată, este posibilă menţinerea în limite normale a comutaţiei.

Bibliografie

[1] *Ţigler, M.* Pierderi suplimentare în conductoarele dreptunghiulare ale înfăşurării rotorice la motoarele de c.c. cu excitaţie independentă, alimentate de la redresoare comandate. E.E.A., Electrotehnica **27**, nr. 2, p. 80, 1979.

[2] *Hindmarsh, J.* Commutation of large d.c. machines. Electrical times, 1958.

[3] *Beier, E.* Einflub der Glätungsinduktivität auf Kommutierung und Leistung thyristorgespeister Gleichstrom Nebenschlubmotoren. Siemens Zeistschrift, nr. 10, p. 843, 1968.

[4] *Franklin, P.* The theory of d.c. motors controlled by ripple of power. Part 11. Trans. A.I.E.E., vol. **91**, nr. 1, p. 256, 1972.

[5] *Dunaiski, R. M.* The effect of supply with rectified power on large d.c. machines. Trans. A.I.E.E., vol. **79**, p. 253, 1960.

CZ 621.319.74

SARCINI ELECTRICE
NEUTRALIZARE
DESCĂRCARE CORONA

Neutralizator de sarcini electrice parazite

DAN DARIE BOTEZ * — București

Introducere

În ultimele decenii apariția cîmpurilor electrostatice perturbatoare a proceselor de producție a devenit un fapt din ce în ce mai frecvent. Acest fenomen se datorează în bună parte prelucrării maselor plastice, dar și introducerii de tehnologii bazate pe transportul pneumatic al pulberilor sau creșterii vitezelor de lucru a mașinilor.

Descărcările electrice datorate acumulărilor de sarcini, în mod obișnuit, nu au efecte fiziologice grave asupra corpului uman, dar creează, în cele mai multe cazuri, o înrăutățire a condițiilor de desfășurare normală a proceselor tehnologice sau a microclimatului. Într-un mediu cu pericol de explozie este suficientă însă o descărcare electrică cu o energie infimă, pentru a provoca pierderi importante de bunuri materiale și chiar de vieți omenești. Astfel, amestecuri cu aerul ale sulfurii de carbon, hidrogenului sau acetilenei cu aerul pot fi inflamate de o descărcare cu energia de $0{,}009 \div 0{,}019 \cdot 10^{-3}$ jouli, iar la majoritatea gazelor sau vaporilor inflamabili această energie este de ordinul $0{,}17 \div 0{,}28 \cdot 10^{-3}$ jouli.

Iată de ce la ora actuală industria solicită atît instalații pentru neutralizarea sarcinilor, cît și metode de prevenire a apariției acestora.

Printre metodele de prevenire a formării electricității statice se numără: mărirea umidității relative a aerului, tratamentul chimic al materialelor care se electrizează cu substanțe antistatice, reducerea vitezelor de lucru, mărirea conductivității materialelor.

Principalele tipuri de instalații de neutralizare a sarcinilor electrice utilizate în prezent sînt: neutralizatorul prin influență; neutralizatorul cu sursă de înaltă tensiune continuă; neutralizatorul cu sursă de înaltă tensiune alternativă (50 Hz sau înaltă frecvență); neutralizatorul cu refulare de aer ionizat; neutralizatoarele radioactive cu particule α, β, γ [1]. Pentru a realiza o neutralizare eficientă, în cazul unor condiții complexe impuse de practică, s-a recurs la instalații hibride, neutralizarea sarcinilor efectuîndu-se, în aceste cazuri, prin acțiunea simultană a două tipuri diferite de instalații de neutralizare [2].

În industria textilă la urzitoarele de fire și fibre sintetice, la vitezele mari de lucru ale mașinilor actuale (100—450 m/min) apar importante sarcini electrice datorită frecării cu dispozitivele de ghidaj, și implicit, forțe de atracție sau respingere care duc, în final, la pierderea alinierii firelor, la încîlcirea sau chiar ruperea lor.

În aceste condiții de lucru mașinile au, o productivitate mică, chiar la vitezele inferioare de lucru. Principalele zone în care apar sarcini electrice sînt: la spetele de ghidaj (una sau două) de pe masa de lucru și la sistemul de ghidaj de pe ramele urzitorului.

1. Neutralizatorul de sarcini electrice parazite

Instalația (fig. 1), montată pe urzitor, este compusă dintr-o sursă de înaltă tensiune alternativă, la ale cărei borne de ieșire sînt conectate prin conductori de înaltă tensiune două

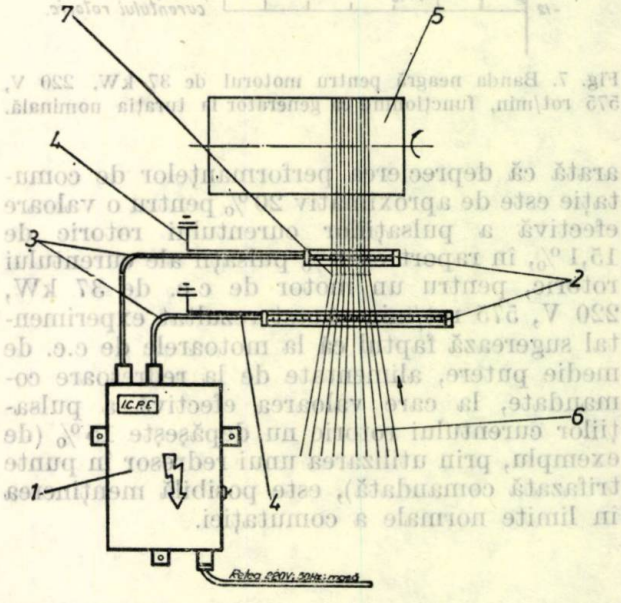


Fig. 1. Neutralizatorul de sarcini electrice montat pe urzitor — schema de principiu:
1 — sursa de înaltă tensiune; 2 — tije ionizatoare; 3 — conductori de înaltă tensiune; 4 — conductori de masă; 5 — tamburul urzitorului; 6 — urzeală; 7 — lamele de ghidaj (spete).

ionizatoare dispuse imediat după fiecare spată, întrucît fiecare ionizator posedă capacitatea de a elimina sarcinile numai din raza sa de acțiune. Datorită descărcării corona între acele ionizatoarelor și conductorii de masă ce le flanchează, aerul din imediata apropiere este ionizat. Sarcina electrică apărută pe urzeală este eliminată

* Ing. *Botez, D. D.* este cercetător științific principal la ICPE — București.

pe măsură ce regiunea încărcată ajunge în zona de influență a ionizatoarelor.

Caracteristicile tehnice ale neutralizatorului de sarcini electrice parazite sînt :

— tensiunea de ieșire a sursei de înaltă tensiune (cu mediană la masă) . . 10 sau 12 kV ;
— curentul maxim de sarcină . . . 1 mA ;
— frecvența tensiunii de ieșire . . 2 500 Hz ;
— curentul de suprasarcină sau scurtcircuit 1,3 mA ;
— alimentarea de la rețeaua de curent alternativ . . . . . 220 V 50 Hz ;
— puterea consumată de la rețea . . 40 VA ;
— lungimea tijelor ionizatoarelor 300 și 600 mm ;
— dimensiuni de gabarit ale sursei de înaltă tensiune . . . . . 280 × 185 × 79 mm ;
— greutatea sursei de înaltă tensiune 6 kg ;
— caracteristicile mediului ambiant admisibile în locul de funcționare :
temperatura . . . . . 10—45°C ;
umiditatea relativă . . . . 65 % ± 20 %.

2. Sursa de înaltă tensiune

Din practica utilizării neutralizatoarelor de sarcini electrice s-a constatat că străpungerea ionizatoarelor, a cablurilor de înaltă tensiune sau scurtcircuitele întîmplătoare, provoacă deteriorarea sursei de înaltă tensiune prin depășirea valorilor nominale ale parametrilor de funcționare. Principalii factori care au stat la baza concepției sursei de înaltă tensiune au fost : obținerea unui gabarit minim și posibilitatea de a funcționa fără deteriorare în regim de suprasarcină și scurtcircuit. Schema bloc a sursei este dată în figura 2.

2.1. Blocul de alimentare

Blocul de alimentare dispune de un transformator de rețea care alimentează un redresor capabil să furnizeze un curent de 2 A, la o tensiune de 20 V.

2.2. Blocul oscilator

Echipat în întregime cu dispozitive semiconductoare, blocul oscilator poate debita la ieșire o putere de 30 VA, frecvența tensiunii de ieșire fiind de 2 500 Hz. S-a prevăzut o protecție electronică la suprasarcină și scurtcircuit, astfel încît oscilatorul dezamorsează funcție de scăderea impedanței de sarcină a sursei de înaltă tensiune sub valoarea de 3M Ω, iar în cazul unui scurtcircuit net la bornele de ieșire, oscilatorul iese complet din oscilație. Imediat ce cauza perturbării regimului normal de lucru este îndepărtată, oscilatorul se amorsează automat.

2.3. Blocul de înaltă tensiune

Din punct de vedere constructiv, blocul de înaltă tensiune se prezintă sub forma unei cuve cu ulei cu dimensiunile 120 × 74 × 66 mm. În interiorul acestei cuve este imersat un transformator de ferită pe care sînt dispuse : înfășurarea de putere a oscilatorului (primarul), înfășurarea de reacție și două înfășurări secundare de înaltă tensiune. La bornele fiecărei bobine secundare tensiunea este de 6 kV, iar prin înserierea lor se obține tensiunea de 12 kV, care este aplicată între contactele celor două treceri de înaltă tensiune ale cuvei, conexiunea comună fiind legată la masă.

Inițial pentru a face față condițiilor dificile de funcționare (înaltă tensiune, înaltă frecvență), a fost utilizat, teflonul ca izolant la trecerile de înaltă tensiune ; ulterior, s-a conceput un nou tip de trecere, la care este utilizată drept izolant poliamida, înlocuindu-se astfel un material deficitar.

3. Ionizatorul

Realizat din rășină epoxidică cu întărire la cald, ionizatorul (fig. 3) se prezintă sub forma unei tije în care este înglobat un conductor, conectat la sursă prin intermediul cablului de înaltă tensiune și a sistemului aferent de blocaj. În acest fel înalta tensiune este aplicată pe fiecare din acele introduse în conductorul interior. Conductorii ce flanchează șirul de ace ionizatoare sînt legați la masă prin intermediul colierelor de fixare a ionizatorului. Pe utilaj, ionizatorul este astfel poziționat, încît firele urzelii se deplasează perpendicular pe axul longitudinal al acestuia, la circa 10 mm distanță de vîrfurile acelor ionizatoare.

Între șirul de ace ionizatoare și conductorii de masă are loc o descărcare corona în cîmp asimetric, însoțită de efecte luminescente în zona vîrfurilor și de un curent de aer ionizat (vînt electric) [3]. Sarcina electrică a materialului prelucrat este neutralizată prin atragerea de ioni de sarcină opusă, imediat ce materialul intră în zona ionizată.

4. Descărcarea electrică corona

4.1. Mecanismul fizic al descărcării corona

Liniile de cîmp și cele echipotențiale ce caracterizează funcționarea ionizatorului pot fi asimilate cu cele care apar într-un sistem de sarcini electrice $-q + 2q - q$ [4], în cazul că se introduc ipoteze simplificatoare și se neglijează curentul corona, sarcina spațială creată de ionii care apar în timpul descărcării, cîmpul din interiorul tijei ionizatorului și neuniformitatea cîmpului introdusă de vîrfurile acelor corona (fig. 4).

Configurația reală a electrozilor ionizatorului (fig. 3) și dimensiunile lor relative (suprafața vîrfului acului este de circa 0,001 mm², față de 28 mm² suprafața conductorilor de masă din zona sa de descărcare) duc la apariția unui cîmp corona asimetric, caracterizat prin aceea că efectul corona și, implicit producerea de ioni, apar numai la un singur electrod (vîrful acului), iar la al doilea electrod (conductorii de masă)

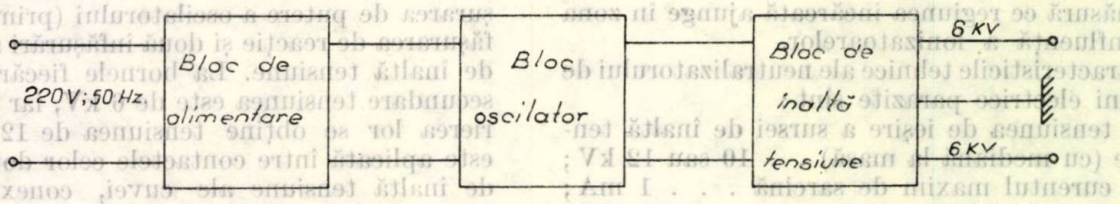


Fig. 2. Schema de principiu a sursei de înaltă tensiune.

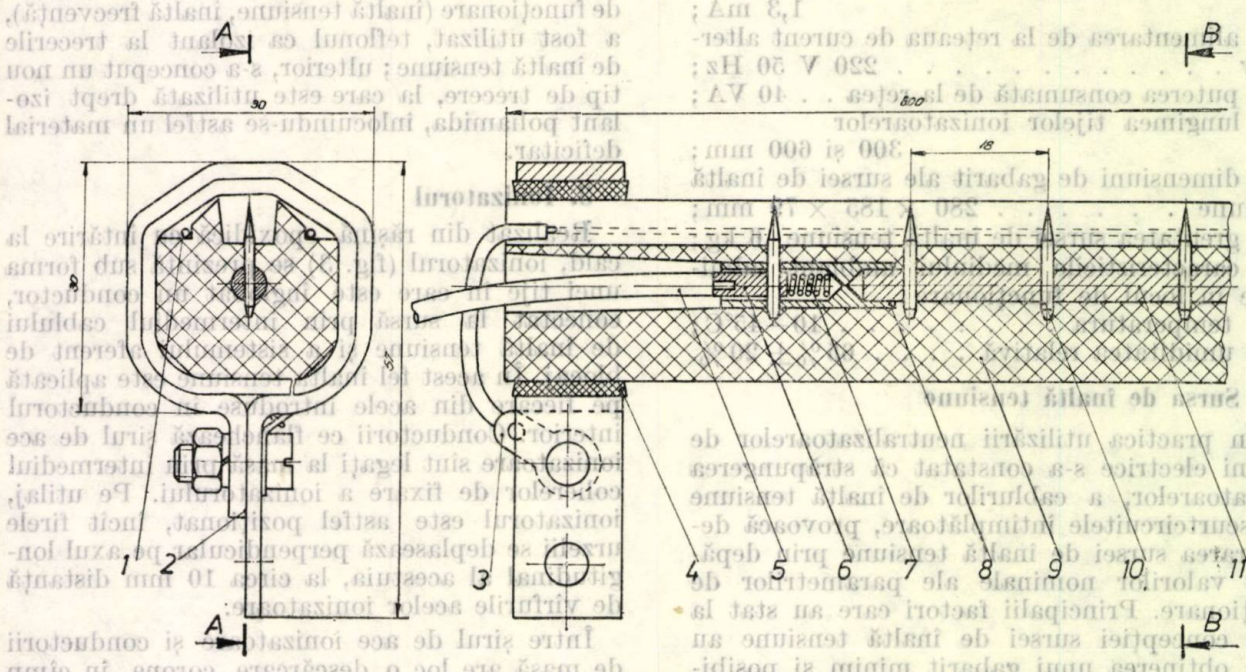


Fig. 3. Ionizator:
1 — conductor de masă; 2 — colier de fixare; 3 — ioză; 4 — cauciuc; 5 — conductor de înaltă tensiune; 6 — terminalul conductorului de înaltă tensiune; 7 — arc; 8 — terminalul conductorului interior; 9 — rășină epoxidică; 10 — ac ionizator; 11 — conductor interior.

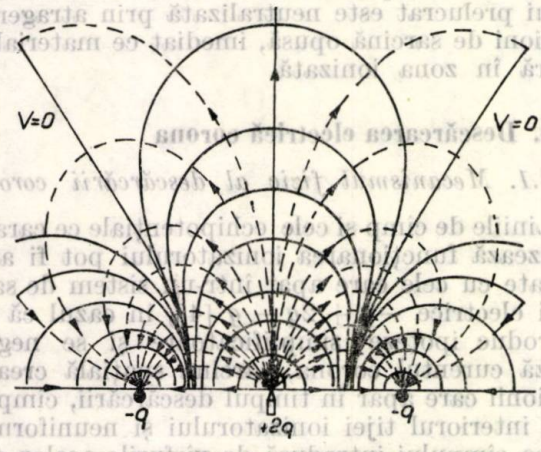


Fig. 4. Liniile de forță și echipotențiale în cazul unui sistem de sarcini $-q + 2q - q$.

intensitatea cîmpului electric este atît de redusă, încît practic nu apar ioni de semn contrar,

Pentru apariția descărcării corona sînt necesare două condiții: existența unei surse de ionizare și formarea de către ionii ce se deplasează din zona activă (de ionizare), a unei sarcini spațiale în zona pasivă a descărcării [5].

Prima condiție este îndeplinită prin utilizarea acelor, care determină formarea unui gradient foarte mare de potențial în zona vîrfurilor. A doua condiție este îndeplinită în cazul coronei pozitive (semiperioada pozitivă), întrucît sarcina spațială din zona pasivă a descărcării este constituită din ioni pozitivi cu mobilitate mică, iar în cazul coronei negative (semiperioada negativă) datorită faptului că sarcina spațială din zona pasivă a descărcării este formată din ioni negativi cu mobilitate mică, rezultați ca urmare a procesului de atașare a electronilor produși în zona activă la moleculele gazelor electronegative (oxigen, bioxid de carbon, vapori de apă).

La baza mecanismului descărcării corona în cele două semialternanțe se află electronii liberi din aer, eliberați ca urmare a bombardamentului electrozilor cu ioni pozitivi, a fotoionizării atomilor sau moleculelor de gaz datorită radiațiilor ultraviolete și de altă natură, sau ca urmare a ionizării datorită atomilor metastabili din gaz.

În semiperioada pozitivă, electronii primari produși la stratul de limită exterior al zonei active sînt atrași spre vîrful pozitiv și accele-

rați în cîmpul intens, produc noi perechi de electroni — ioni pozitivi. Electronii sînt colectați de vîrfurile acelor, iar ionii pozitivi sînt atrași de conductorii de masă, formînd o sarcină spațială pozitivă în zona pasivă a descărcării.

Electronii primari necesari menținerii descărcării corona sînt produși, după toate probabilitățile, prin fotoionizarea moleculelor sau atomilor de gaz, datorită radiației ultraviolete din regiunea luminiscentă.

În semiperioada negativă (cînd acele sînt la un potențial negativ față de conductorii de masă) electronii din zona luminoasă activă din imediata vecinătate a vîrfului acului sînt accelerați de cîmpul electric intens din această zonă și produc prin ciocnire alte perechi electroni — ioni pozitivi, care vor întreține ionizarea. În acest caz, al descărcării corona negative, electrodul corona joacă un rol important ca sursă de ionizare. La suprafața acului pot să apară două tipuri principale de ionizare: *a*) ionii pozitivi, produși în zona activă a coronei sînt antrenați de cîmpul de intensitate mare spre vîrful acului, din care sînt eliberați electroni prin impact; (*b*) moleculele sau atomii, eliberează electroni, datorită fotoionizării prin cuantele de lumină ultravioletă din luminiscența corona.

Electronii sînt accelerați inițial în zona activă cu cîmp intens, dar prin îndepărtarea de această zonă viteza scade sub nivelul necesar producerii ionizării prin șoc și electronii se atașează moleculelor de gaz electronegativ, formînd ioni negativi. Sub influența cîmpului electric ionii se deplasează spre conductorii de masă constituind sarcina spațială negativă din zona pasivă.

4.2. Vîntul electric

O trăsătură caracteristică a descărcării corona în cîmp asimetric este producerea vîntului electric.

Ionii de un anumit semn creați în zona activă a electrodului cu gradient mare de potențial, obțin energie cinetică de la cîmpul electric, iar datorită rezistenței opuse mișcării lor de către moleculele gazului, această energie este transferată în gaz. Acest proces duce la apariția unei diferențe de presiune în orice secțiune a gazului și produce un curent de gaz în mișcare denumit vînt electric [3]. Viteza gazului datorată vîntului electric este mică în comparație cu cea a ionilor și nu are o mare influență asupra străpungerii.

Se consideră o descărcare corona vîrf-plan și se aleg două plane, perpendiculare pe liniile cîmpului electric E (fig. 5).

Fie d distanța între cele două plane și n numărul de ioni pe centimetrul cub a sarcinei ce se deplasează în cîmp. Se poate afirma, pe baza legii acțiunii și reacțiunii, că forța F_e exercitată asupra ionilor de către cîmpul electric trebuie să echilibreze forța F_v exercitată asupra moleculelor ce constituie vîntul electric:

$$F_c = AE \text{ end } = -F_v, \tag{1}$$

unde A este suprafața planelor perpendiculare pe cîmp, iar e este sarcina ionică.

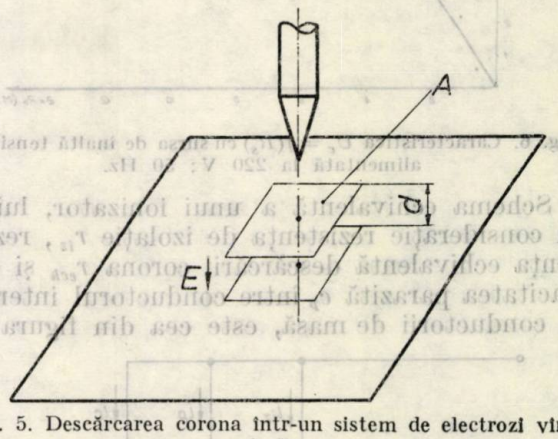


Fig. 5. Descărcarea corona într-un sistem de electrozi vîrf-placă.

Dacă se împarte cu A, se obține:

$$\frac{F_c}{A} = E \text{ end } = \frac{F_v}{A} = \Delta p, \tag{2}$$

unde Δp este diferența de presiune între cele două plane considerate.

Întrucît viteza de deplasare a ionilor este:

$$V = K \cdot E, \tag{3}$$

unde K este mobilitatea ionilor, înlocuind în (2) se obține:

$$\Delta p = \frac{v\,e\,n\,d}{K}. \tag{4}$$

Dar curentul total măsurat este:

$$i = A\,v\,e\,n \text{ sau } \frac{i}{A} = v\,e\,n. \tag{5}$$

Deci (4) devine:

$$\Delta p = \frac{i\,d}{A\,K}. \tag{6}$$

Din examinarea formulei (6) rezultă că diferența de presiune între două elemente de suprafață, situate pe axul vîrfului, depinde de curentul corona și de distanța dintre elementele de suprafață.

5. Rezultate experimentale

Așa cum s-a afirmat și în paragraful 2.2. sursa de înaltă tensiune dispune de protecție electronică la suprasarcină și scurtcircuit. În urma experimentărilor făcute s-a stabilit ca formă optimă a caracteristicii $U_e = f(R_e)$, cea din figura 6, avînd în vedere atît furnizarea unui curent maxim la ieșire, cît și limitarea curentului în cazul suprasarcinilor sau scurtcircuitelor, fără riscul depășirii parametrilor normali ai componentelor.

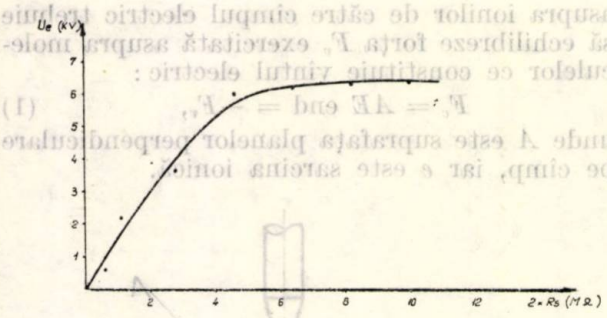


Fig. 6. Caracteristica $U_e = f(R_s)$ cu sursa de înaltă tensiune alimentată la 220 V; 50 Hz.

Schema echivalentă a unui ionizator, luînd în considerație rezistența de izolație r_{iz}, rezistența echivalentă descărcării corona r_{ech} și capacitatea parazită c_p între conductorul interior și conductorii de masă, este cea din figura 7.

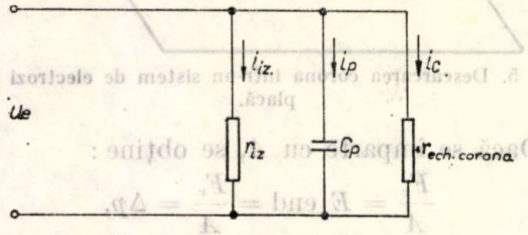


Fig. 7. Schema echivalentă a unui ionizator.

Întrucît instalația de neutralizare constituie un sistem unitar, s-a căutat o adaptare optimă între sursa de înaltă tensiune și ionizatoare, ținîndu-se seama, în special, de rezistența internă a sursei și de rezistența echivalentă a descărcării corona, fără a neglija ceilalți parametri ce intervin în funcționarea ionizatoarelor și a sursei.

Variația curentului corona I_c, în funcție de tensiunea de ieșire a sursei de înaltă tensiune U_e este reprezentată grafic în figura 8.

În partea de sus a caracteristicei se poate observa limitarea curentului corona de către

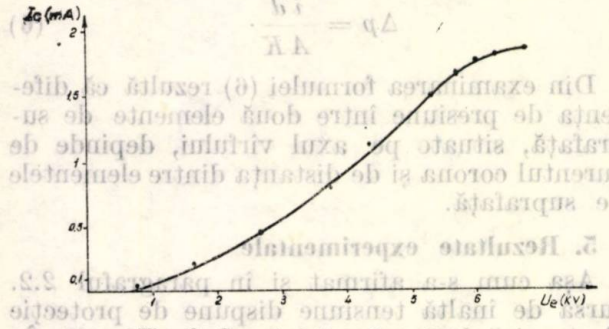


Fig. 8. Caracteristica $I_c = f(U_e)$.

protecția electronică la suprasarcină a sursei de înaltă tensiune.

O apreciere calitativă a descărcării corona s-a făcut studiind presiunea exercitată de vîntul electric asupra unui corp de probă, dispus pe platanul unei balanțe analitice. S-au făcut determinări din care rezultă atît variația presiunii vîntului electric în funcție de distanța suprafeței corpului de probă față de acele ionizatorului (fig. 9) cît și variația pe orizontală a presiunii vîntului electric (fig. 10).

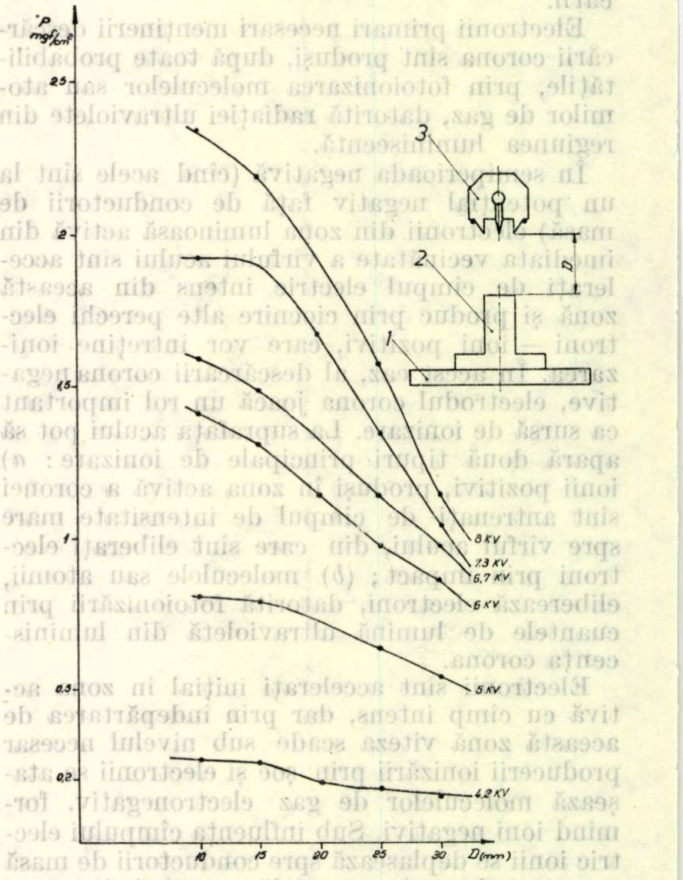


Fig. 9. Presiunea produsă de vîntul electric creat de ionizator, funcție de distanța suprafeței față de vîrfurile acelor (D), pentru diferite tensiuni de alimentare a ionizatorului: 1 – platanul balanței analitice; 2 – corp de probă cu suprafața $S = 12$ cm²; 3 – ionizator.

Se constată că presiunea vîntului electric este proporțională cu tensiunea de alimentare a ionizatorului și scade: pe verticală odată cu creșterea distanței suprafeței față de ionizator, iar pe orizontală odată cu creșterea distanței suprafeței față de axul acelor ionizatoare.

Probele de eficacitate, făcute cu un electrometru tip FD—06, au arătat o scădere a încărcării fibrelor sintetice de la 10^{-5} coulombi/s la $5 \cdot 10^{-9}$ coulombi/s, valoare ce corespunde pe deplin desfășurării normale a procesului tehnologic.

6. Concluzii

În urma montării și exploatării neutralizatoarelor de sarcini electrice parazite (fig. 11) pe urzitoarele beneficiarilor, s-a constatat că eficacitatea lor este corespunzătoare și au caracteristici comparative cu produsele similare realizate de diverși constructori.

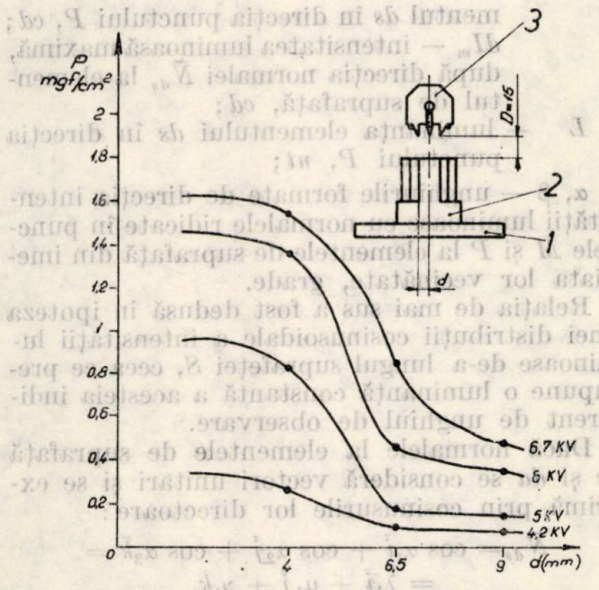


Fig. 10. Presiunea produsă de vîntul electric creat de ionizator funcție de distanța suprafeței considerate față de axul vîrfurilor acelor (d), pentru diferite tensiuni de alimentare a ionizatorului:
1 – platanul balanței analitice; 2 – corp de probă; 3 – ionizator.

Alte domenii în care instalația poate fi utilizată cu succes sînt industria producătoare de fibre sintetice și industria hîrtiei.

Cercetările cu caracter tehnico-aplicativ care se desfășoară în prezent sînt axate pe realizarea de tije ionizatoare din elemente modul, precum și de instalații de neutralizare a sarcinilor electrice, capabile să funcționeze în atmosferă explozivă.

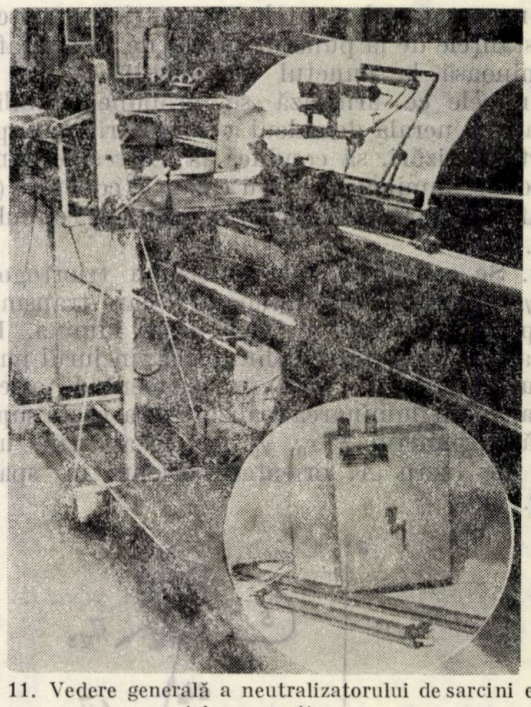


Fig. 11. Vedere generală a neutralizatorului de sarcini electrice parazite.

Bibliografie

[1] *Tănăsescu, Fl., Cramariuc, R.* Electrostatica în tehnică. București, Editura tennică, 1977.
[2] *Bertein, H. Challande, MM. R.* ș.a. Mesure et elimination de l'electricité statique nuisible. Paris, Edition Eyrolles, 1973.
[3] *Loeb, L. B.* Electrical Coronas. University of California Press, 1965.
[4] *Durand, E.* Electrostatique. Paris, Masson Editeurs, 1964.
[5] *White, H. J.* Desprăfuirea electrică industrială, I.D.T., București, 1972.

CZ 535.241: 628.9

SUPRAFAȚĂ LUMINOASĂ
COSINUSURI DIRECTOARE
DISC LUMINOS CIRCULAR

Contribuții cu privire la calculul iluminării de la suprafețe luminoase

DAN IOACHIM, CLAUDIA BOTEZ* — Iași

1. În instalațiile de iluminat se folosesc, în unele situații, surse luminoase de dimensiuni mari sub formă de discuri, panouri, fîșii etc. Iluminarea produsă de aceste surse pe planul de lucru nu se poate calcula cu relațiile stabilite la sursele punctiforme [1, 2, 3, 4, 5], întrucît dimensiunile aparente ale acestor surse nu mai sînt neglijabile în raport cu distanța la care li se calculează efectul.

Pentru un corp de iluminat mărginit de o suprafață oarecare și a cărui luminanță variază pe suprafață, calculele sînt dificile și, uneori imposibile. Din această cauză, în practică, se folosesc suprafețe regulate, considerîndu-se că ele prezintă o reflexie perfect difuză.

În asemenea condiții, iluminarea unui punct din planul de lucru de către un element ds, ce aparține suprafeței luminoase S va fi [1]:

$$E = \iint_S \frac{L \cdot \cos \alpha \cos \beta \cdot ds}{\overline{MP}^2}.$$

La rezolvarea integralei de mai sus, literatura de specialitate explicitează, pentru fiecare caz în parte, funcțiile „cos α" și „cos β"

* Ing. *Ioachim, D.* și ing. *Botez, C.* sînt șefi de lucrări la Catedra de utilizări electrice și automatizări, Inst. politehnic — Iași.

în raport cu elementele geometrice cunoscute (distanţele de la punctul curent de pe suprafaţa luminoasă la punctul de calcul).

În cele ce urmează se propune stabilirea relaţie generală de calcul a iluminării care, prin particularizări, să conducă la expresiile cunoscute ale iluminării pentru cazurile concrete (suprafeţe luminoase dreptunghiulare, circulare etc.).

2. Se consideră, într-un sistem triortogonal $Oxyz$, o suprafaţă luminoasă S care transmite, respectiv reflectă, perfect difuz lumina. Din această suprafaţă se delimitează, în jurul punctului curent $M(x, y, z)$, un element de arie ds şi calculăm iluminarea realizată de această suprafaţă în punctul $P(x_0, y_0, z_0)$, ce aparţine unei arii de lucru A, orientate oricum în spaţiu (fig. 1).

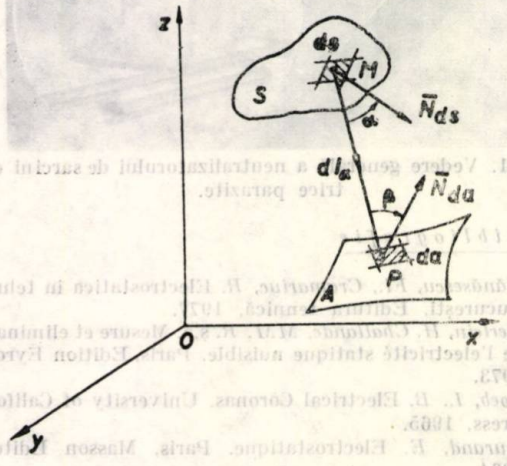


Fig. 1

Conform [1, 2, 5] iluminarea elementară în punctul de calcul, făcînd abstracţie de factorul de depreciere k, va fi :

$$dE_P = \frac{dI_\alpha \cdot \cos\beta}{\overline{PM}^2} = \frac{L \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta \cdot ds}{\overline{PM}^2}, \qquad (1)$$

în care :

$dI_\alpha = dI_m \cos\alpha = K \cdot \cos\alpha \cdot ds$ este intensitatea luminoasă dată de elementul ds în direcţia punctului P, cd;

dI_m — intensitatea luminoasă maximă, după direcţia normalei $\bar{N}_{ds}$ la elementul de suprafaţă, cd;

L — luminanţa elementului ds în direcţia punctului P, nt;

α, β — unghiurile formate de direcţia intensităţii luminoase cu normalele ridicate în punctele M şi P la elementele de suprafaţă din imediata lor vecinătate, grade.

Relaţia de mai sus a fost dedusă în ipoteza unei distribuţii cosinusoidale a intensităţii luminoase de-a lungul suprafeţei S, ceea ce presupune o luminanţă constantă a acesteia indiferent de unghiul de observare.

Dacă normalele la elementele de suprafaţă ds şi da se consideră vectori unitari şi se exprimă prin cosinusurile lor directoare :

$$\bar{N}_{ds} = \cos\alpha_1\bar{i} + \cos\alpha_2\bar{j} + \cos\alpha_3\bar{k} = \lambda_1\bar{i} + \mu_1\bar{j} + \nu_1\bar{k},$$

$$\bar{N}_{da} = \cos\beta_1\bar{i} + \cos\beta_2\bar{j} + \cos\beta_3\bar{k} = \lambda_2\bar{i} + \mu_2\bar{j} + \nu_2\bar{k},$$

iar :

$$\overline{PM} = (x - x_0)\bar{i} + (y - y_0)\bar{j} + (z - z_0)\bar{k},$$

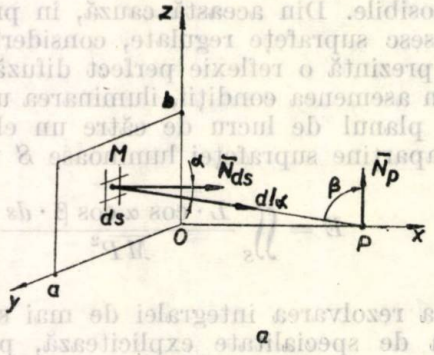
atunci funcţiile trigonometrice din relaţia (1) pot fi puse sub forma :

$$\cos\alpha = \frac{\bar{N}_{ds} \cdot \overline{PM}}{|\bar{N}_{ds}||\overline{PM}|} = \frac{(x - x_0)\lambda_1 + (y - y_0)\mu_1 + (z - z_0)\nu_1}{[(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2]^{0,5}},$$

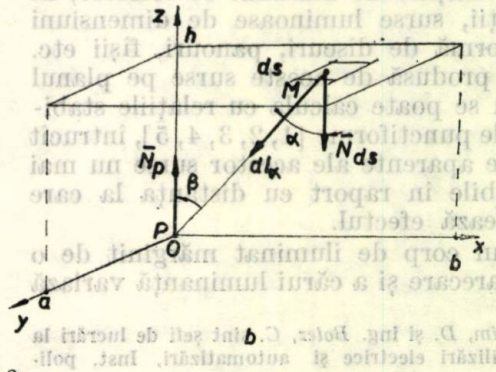
$$\cos\beta = \frac{\bar{M}_{ds} \cdot \overline{PM}}{|\bar{N}_{ds}||\overline{PM}|} = -\frac{(x - x_0)\lambda_2 + (y - y_0)\mu_2 + (z - z_0)\nu_2}{[(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2]^{0,5}}$$

şi introduse în relaţia (1) conduc, după integrare, la relaţia generală a iluminării realizate de o suprafaţă luminoasă de formă oarecare într-un punct ce aparţine unei suprafeţe utile de formă şi orientare arbitrare :

$$E_P = -L\iint_S \frac{[(x - x_0)\lambda_1 + (y - y_0)\mu_1 + (z - z_0)\nu_1]\,[(x - x_0)\lambda_2 + (y - y_0)\mu_2 + (z - z_0)\nu_2]_{ds}}{[(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2]^2} \qquad (2)$$



a



b

Fig. 2

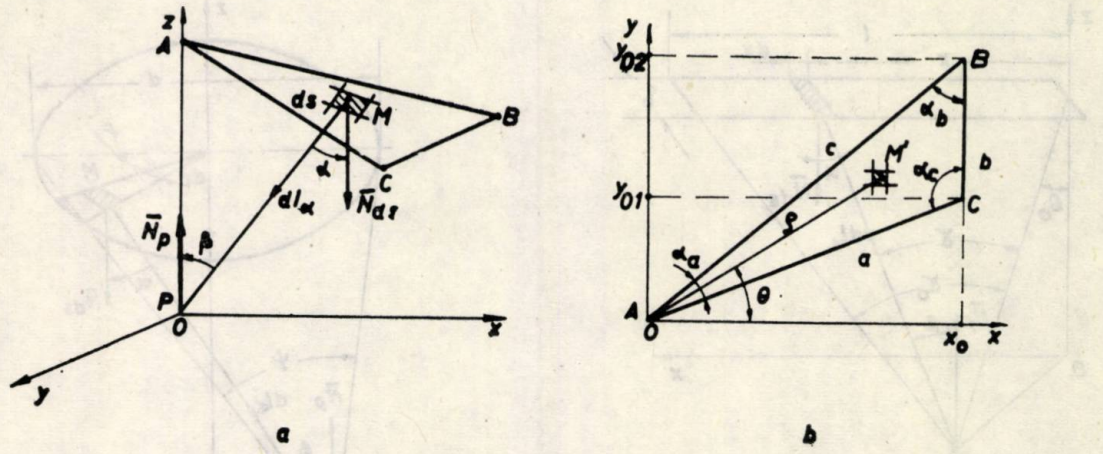


Fig. 3

Prin particularizări, relaţia de mai sus conduce mult mai repede la expresiile integrabile ale iluminării stabilite pentru cazurile practice şi anume:

a — panou luminos dreptunghiular vertical (fig. 2 — *a*):

$$\bar{N}_{ds} = \bar{i};\ M(o,\ y,\ z);\ ds = dy \cdot dz;$$

$$\bar{N}_P = \bar{k};\ P(x_0, 0, 0);\ \overline{PM} = -x_0\bar{i} + y\cdot\bar{j} + z\cdot\bar{k};$$

de unde rezultă:

$$E_P = -L\int_0^a\int_0^b \frac{-x_0\cdot z\cdot dy\cdot dz}{x_0^2 + y^2 + z^2} =$$

$$= L\cdot x_0\int_0^a\int_0^b \frac{z\cdot dz\cdot dy}{[x_0^2 + y^2 + z^2]^2}; \qquad (3)$$

b — panou luminos dreptunghiular orizontal (fig. 2 — *b*):

$$\bar{N}_{ds} = -\bar{k};\ M(x,\ y,\ h);\ ds = dx\cdot dy;$$

$$\bar{N}_P = \bar{k};\ P(0, 0,\ 0);\ \overline{MP} = x\cdot\bar{i} + y\cdot\bar{j} + h\cdot\bar{k};$$

valori care conduc la:

$$E_P = -L\int_0^a\int_0^b \frac{-h^2\cdot dx\cdot dy}{[x^2 + y^2 + h^2]^2} =$$

$$= L\cdot h^2\int_0^a\int_0^b \frac{dx\cdot dy}{[x^2 + y^2 + h^2]^2}; \qquad (4)$$

c — panou luminos triunghiular orizontal (fig. 3—a):

$$\bar{N}_{ds} = -\bar{k};\ M(x,\ y,\ h);\ ds = dx\cdot dy;$$

$$\bar{N}_P = \bar{k};\ P(0, 0, 0);\ \overline{PM} = x\cdot\bar{i} + y\cdot\bar{j} + h\cdot\bar{k};$$

de unde:

$$E_P = L\cdot h^2\iint_S \frac{dx\cdot dy}{[x^2 + y^2 + h^2]^2}. \qquad (5)$$

Integrarea relaţiei de mai sus este comod de efectuat în coordonate polare. Pentru aceasta, se alege sistemul triortogonal de referinţă de aşa manieră încît una din laturile panoului să fie paralelă cu una din axe (cu ordonata în fig. 3—*b*), iar iluminarea punctului de calcul se obţine din:

$$E_P = E_{P1} - E_{P2} = h^2\cdot L\left[\int_0^{\rho_1}\int_0^{\theta_2} \frac{\rho\cdot d\rho\cdot d\theta}{(\rho^2 + h^2)^2} - \right.$$

$$\left. -\int_0^{\rho_1}\int_0^{\theta_1} \frac{\rho\cdot d\rho\cdot d\theta}{(\rho^2 + h^2)^2}\right];$$

în care: $x = \rho\cdot\cos\theta$;

$$\theta_1 = -\operatorname{arc\,tg}(\operatorname{ctg}\alpha_c);$$

$y = \rho\cdot\sin\theta$;

$$\theta_2 = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{c\cdot\cos\alpha_b}{b\cdot\sin\alpha_c}\right);$$

$$\rho_1 = \frac{b\cdot\sin\alpha_c}{\cos\theta};$$

unde: *a*, *b*, *c* sînt laturile panoului triunghiular; α_a; α_b; α_c — unghiurile la vîrf, ale triunghiului; ceea ce conduce la:

$$E_P = \frac{L}{2\left[1 + \dfrac{h^2}{b^2\cdot\sin^2\alpha_c}\right]^{0,5}}\cdot$$

$$\cdot\left[\operatorname{arctg}\frac{\dfrac{c\cdot\cos\alpha_b}{b\cdot\sin\alpha_c}}{\left(1 + \dfrac{h^2}{b^2\sin^2\alpha_c}\right)^{0,5}} + \right.$$

$$\left. + \operatorname{arctg}\frac{\operatorname{ctg}\alpha_c}{\left(1 + \dfrac{h^2}{b^2\sin^2\alpha_c}\right)^{0,5}}\right]; \qquad (5.1)$$

d — fişie luminoasă (fig. 4):

$$\bar{N}_{ds} = -\bar{k};\ M(x,\ o,\ h);\ ds = \delta\cdot dx;$$

$$\bar{N}_P = \bar{k};\ P(0,\ y_0,\ 0);\ \overline{PM} = x\cdot\bar{i} + y_0\bar{j} + h\cdot\bar{k}.$$

Iluminarea în punctul *P* va fi:

$$E_P = -L\int_0^l \frac{-h^2\cdot\delta\cdot dx}{(x^2 + y_0^2 + h^2)^2} =$$

$$= L\cdot h^2\cdot\delta\int_0^l \frac{dx}{(^2x + y_0^2 + h^2)^2}, \qquad (6)$$

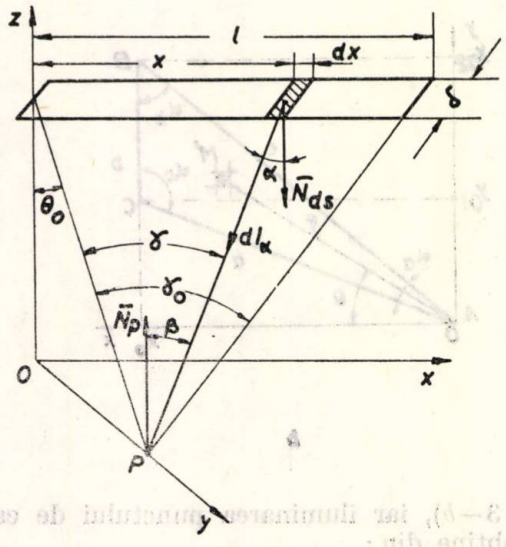


Fig. 4

sau, după schimbarea de variabilă:

$x = h \cdot \operatorname{tg}\gamma/\cos\theta_0$; cu $y_0 = h \cdot \operatorname{tg}\theta_0$;

rezultă:

$$E_P = \frac{L \cdot \delta}{h} \cos^3\theta_0 \int_0^{\gamma_0} \cos^2\gamma d\gamma = \frac{I_0}{h} \cos^3\theta_0 \int_0^{\gamma} \cos^2\gamma d\gamma; \quad (6.1)$$

d — disc circular (fig. 5);

$\bar{N}_{ds} = -\bar{k}$; $M(x, y, h)$; $ds = dx \cdot dy$;

$\bar{N}_P = \bar{k}$; $P(-x_0, 0, 0)$; $\overline{PM} = (x + x_0)\bar{i} + y \cdot \bar{j} + h \cdot \bar{k}$.

Deci:

$$E_P = h^2 L \iint_S \frac{dx \cdot dy}{[(x + x_0)^2 + y^2 + h^2]^2}, \quad (7)$$

sau, trecînd în coordonate cilindrice ($x = \rho \cos\varphi$, $y = \rho \sin\varphi$, $z = z$) și notînd $|x_0| = a$ se obține:

$$E_P = h^2 L \int_{\rho=0}^{d/2} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \frac{\rho \cdot d\rho \cdot d\rho}{[\rho^2 + a^2 + h^2 + 2 \cdot a \cdot \varphi \cdot \cos\varphi]^2} \quad (7.1)$$

care, prin integrare conduce la:

$$E_P = \frac{\pi \cdot L}{2} \cdot g, \quad (7.2)$$

unde, coeficientul de iluminare suplimentară g are expresia [1]:

$$g = 1 - \frac{1 - \dfrac{d^2}{4(a^2+h^2)}}{\sqrt{\left[1 + \dfrac{d^2}{4(a^2+h^2)}\right]} - \dfrac{d^2 \cdot a^2}{(a^2+h^2)^2}}, \quad (8)$$

sau:

$$g = 1 - \frac{1 - \dfrac{d_*^2}{4(1+a_*^2)}}{\sqrt{\left[1 + \dfrac{d_*^2}{4(1+a_*^2)}\right]^2} = \dfrac{d_*^2 \cdot a_*^2}{(1+a_*^2)}}, \quad (8.1)$$

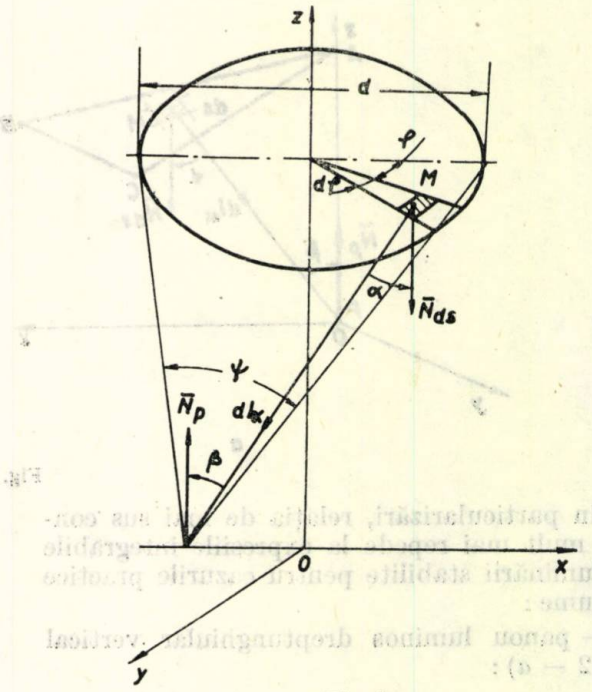


Fig. 5

mărimile relative fiind $a_* = a/h$ și $d_* = d/h$.

Rezultă deci, că se pot trasa curbele de variație (fig. 6):

$g = f(d_*)$ pentru $a_* = \text{const}$,

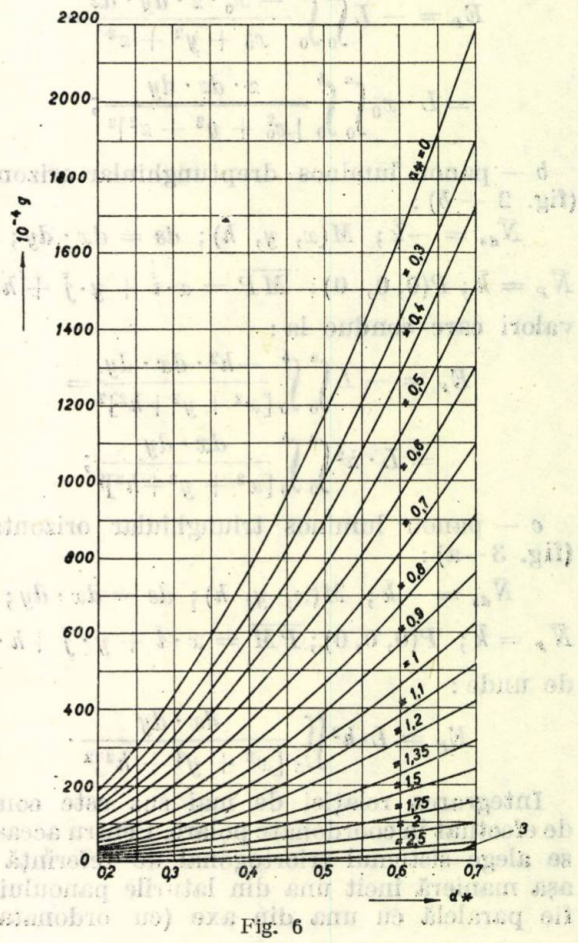


Fig. 6

ceea ce reduce considerabil volumul de calcul la proiectare.

Precizăm cu această ocazie că, în practica de proiectare curentă, coeficientul de iluminare suplimentară (g) este de forma:

$$g = 1 - \cos \psi,$$

valoarea lui $\cos \psi$ determinîndu-se printr-un procedeu grafic ce presupune, în esență, realizarea unui număr de secțiuni în plan vertical a încăperii egal cu numărul discurilor circulare ce participă la iluminarea punctului P.

Metoda propusă de autori simplifică problema, deoarece necesită o singură secțiune, în plan orizontal, a încăperii, în care sînt poziționate discurile. Schița este necesară pentru citirea distanței a de la punctul de calcul la centrul discului ce contribuie la iluminarea punctului.

În cazul coroanelor circulare luminoase, coeficientul g va fi:

$$g = g_1 - g_2,$$

unde, g_1 se referă la un disc fictiv de diametru egal cu cel exterior al coroanei, iar g_2 la un disc fictiv de diametru egal cu cel interior al coroanei.

3. Concluzii

În lucrare se stabilește, folosind elemente de calcul vectorial, o relație de calcul a iluminării realizate de o suprafață luminoasă cu transmisie (reflexie) perfect difuză într-un punct arbitrar al suprafeței utile.

Se particularizează relația obținută pentru cazurile curent întîlnite în practică, rezultatele fiind similare cu cele indicate în literatura de specialitate.

Se prezintă o metodă grafică de determinare a coeficientului de iluminare suplimentară în cazul discurilor circulare.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, N.* și *Militaru, P.* Teoria și practica iluminatului electric. București, Editura tehnică, 1970.

[2] *Băilescu, Al.* și *Savopol, D.* Iluminatul electric — îndreptar. București, Editura tennică, 1969.

[3] *Prisăcaru, V., Hufanu, C.* și *Ioachim, D.* Utilizările energiei electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1969.

[4] *Chiriță, Gh.* și *Alexe, C.* Cartea instalatorului electrician. București, Editura tehnică, 1970.

[5] *Meșcov, V.* și *Epanešnicov, M.* Osvetitelinie ustanovki. Moscova, editura „Energhia", 1972.

CZ 621.327.44

LĂMPI CU DESCĂRCARE
VAPORI DE SODIU
ÎNALTĂ PRESIUNE
CERCETARE

Lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune (LVNa)

CONSTANTIN IVANOVICI, GHEORGHE MACRIN* — București

Generalități

Lămpile cu vapori de sodiu de înaltă presiune [2, 4, 5, 7, 9, 13] reprezintă un ultim progres (1965) în producția de lămpi cu vapori de sodiu. Acestea sînt simbolizate la noi cu LVNa și sînt echivalente cu lămpile Philips, tip SON, sau cu Osram, tip NaV. Față de lămpile de joasă presiune care emit o lumină galbenă, în care nu se pot distinge culorile, lămpile LVNa au un indice de redare a culorilor (IRC) ceva mai redus decît al lămpilor cu incandescență cu vid (temperatura de culoare 2 100°K), dar au o eficiență luminoasă mai redusă decît lămpile de joasă presiune. Avînd o eficacitate luminoasă de 65—150 lm/W, aproape de două ori mai mare decît a lămpilor cu vapori de mercur de înaltă presiune (de tip LVF), le pot înlocui în corpurile de iluminat obținîndu-se și economii de energie electrică în iluminatul străzilor, al șoselelor, al gărilor și halelor industriale, unde indicele de redare a culorilor nu prezintă o mare importanță.

* Ing. Ivanovici, C. este cercetător la I.C.P.E. — Buc., fiz. Macrin, Gh. este fizician pr. „Steaua electrică"—Fieni

Lămpile cu descărcare în arc, cu vapori de sodiu sînt de două feluri:

a — Lămpi cu vapori de sodiu de joasă presiune, avînd presiunea parțială a vaporilor de sodiu în regim de funcționare a lămpilor de circa $3—9 \cdot 10^{-3}$ torr.

b — Lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune asimilate în 1965 (avînd presiunea parțială de vapori de sodiu între 50—300 torr) cu adaos de gaze tampon: argon sau o soluție mai bună xenon și mercur. Asimilarea acestor lămpi nu a fost posibilă pînă ce nu a fost rezolvată problema sticlelor speciale folosite la lămpile de joasă presiune, care erau rapid atacate de presiuni și temperaturi mult mai ridicate de funcționare a lămpilor LVNa. În 1960 s-au putut fabrica tuburile de alumină (Al_2O_3) sinterizată [1] transparente, care rezistă în condiții bune la acțiunea vaporilor de sodiu pînă la 1 500°K. Peste 1 550°K alumina se depune ca strat întunecat pe pereții balonului interior și exterior și reduce durata de viață a lămpilor. Alumina sinterizată poate fi înlocuită cu alumina monocristal (safir).

În timp ce lămpile cu vapori de sodiu de joasă presiune au puteri mici, între 35—180 W, şi flux luminos cuprins între 4 500—32 000 lm, lămpile de înaltă presiune au puteri mai mari, cu fluxuri luminoase pînă la 120 000 lm (1 000 W):

— indicele de redare a culorilor (IRC).

La lămpile de joasă presiune IRC = 0 nu se pot distinge culorile, iar la cele de înaltă presiune IRC-ul este relativ ridicat, dar aceasta în dauna eficacităţii luminoase (η). În figura 1

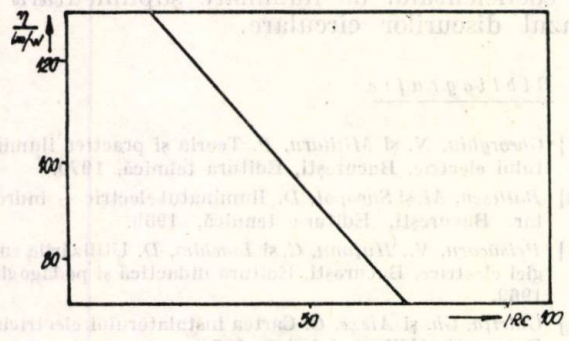


Fig. 1. Relaţia între IRC şi η la lămpile LVNa.

se redă dependenţa η — IRC în procente [2] (fig. 12).

Practic, cei doi parametri se aleg astfel ca lampa să fie cît mai apropiată scopului pentru care se folosesc. Astfel, pentru lămpile LVNa de cea mai largă utilizare pentru iluminatul străzilor şi şoselelor de 400 W sau ales η = = 110—120 lm/W, iar IRC = 0,23.

Cauza eficacităţii luminoase mai reduse a lămpilor LVNa faţă de lămpile de joasă presiune care se adaptează mai bine la curba de sensibilitate spectrală a ochiului omenesc decît spectrul LVNa, iar pe de altă parte radiază parţial în IR, fapt care reduce eficacitatea luminoasă (η) a lămpii în vizibil.

— Temperatura de culoare *Tc* a LVNa poate fi aleasă între 2 000—3 000°K, dar η scade cu creşterea *Tc*. Pentru a păstra η ridicat la lămpile cele mai utilizate se alege *Tc* între 2 000—2 100°K, caracterizate prin culoare „alb foarte cald".

— Eficacitatea luminoasă a lămpilor cu vapori de sodiu de toate felurile creşte cu puterea consumată. În figura 2 se arată creşterea eficacităţii luminoase a LVNa cu puterea în raport cu cea a lămpilor LVF.

— Durata de viaţă a LVNa este mai redusă decît a lămpilor cu vapori de sodiu de joasă presiune, fapt care se explică îndeosebi prin agresivitatea mai mare a vaporilor de sodiu în condiţii de presiune şi temperatură mai ridicată. Este în medie de 8 000 ore.

— Distribuţia spectrală a energiei radiate în vizibil este mult mai bună la lămpile LVNa şi este prezentată în figura 3. În tabelul 1 se dau comparativ caracteristicile principale ale lămpilor LVNa, comparativ cu LVF şi cele cu halogenuri metalice (HQI).

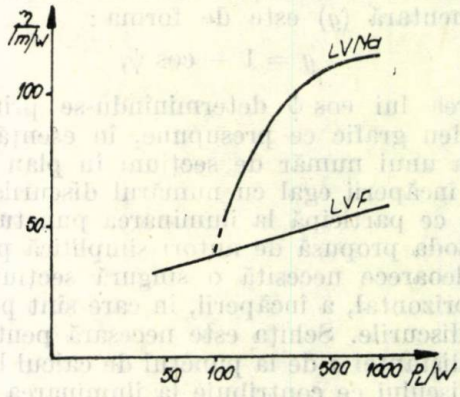


Fig. 2. Relaţia dintre η şi P la lămpile LVNa în comparaţie cu lămpile LVF.

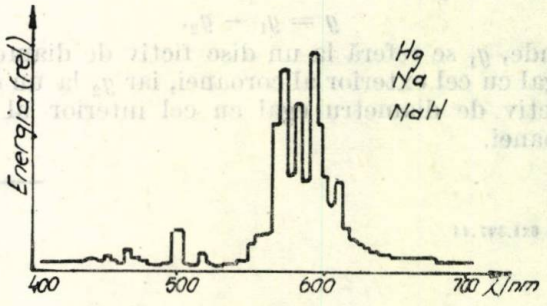


Fig. 3. Spectrul în vizibil al unei lămpi LVNa.

2. Fenomenele ce au loc în lămpile LVNa [3; 5]

La lămpile LVNa ca şi la lămpile cu sodiu de joasă presiune emisia luminoasă are loc, mai ales, prin radiaţia de rezonanţă a atomilor de sodiu. La lămpile de joasă presiune avem o emisie de linii înguste de mare luminanţă (L), liniile se lărgesc în benzi cu atît mai late cu cît este mai mare grosimea stratului de plasmă şi presiunea vaporilor de sodiu. În figura 4

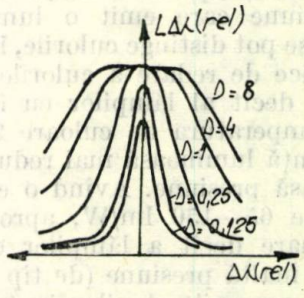


Fig. 4. Contururile liniilor la diferite grosimi de plasmă în straturi omogene.

sînt reprezentate cîteva astfel de benzi în care se reprezintă luminanţa unor benzi ($L\Delta\lambda$) funcţie de lăţimea benzii $\Delta\lambda$ la diferite grosimi ale plasmei (în valori relative) se vede că conturul

Tabelul 1

Caracteristicile principale comparative ale lămpilor LVF, HQI şi LVNa [2; 7]

Caracteristica	LVF	HQI	LVNa
Domeniu de puteri [W]	50....2000	250....10000	160.... 1000
Eficacitatea luminoasă [lm/W]	40.... 60	55.... 100	65.... 150
Indicile de redare a culorilor (IRC)	40.... 50	65.... 95	20.... 30
Temperatura de culoare [oK]	4000....6000	3000.... 7000	2000....3000
Durata de viaţă [h]	8000.... 12000	2000.... 6000	cca 8000

benzilor se lărgeşte cu grosimea stratului de plasmă (d).

Liniile spectrale optic groase, îndeosebi liniile de rezonanţă tind, totuşi, la fenomenul numit „de autoinversare". Linia prezintă două maxime laterale şi un minim central datorat absorbţiei puternice a centrului liniei, ca urmare a străbaterii prin straturile mai reci ale plasmei unde nu mai este omogenitate de temperatură şi densitate pe diverse nivele energetice. În figura 5 este reprezentat un astfel de

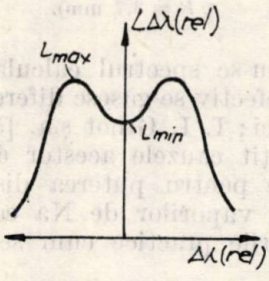


Fig. 5. Conturul unei linii spectrale cu autoinversare.

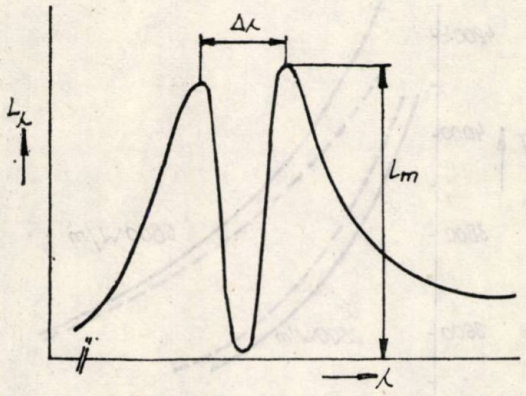


Fig. 5'. Profilul unei linii cu autoabsorbţie (inversiune) la o lampă LVNa.

contur. La lămpile LVNa minimul scade şi mai mult, iar lăţimea liniei creşte devenind bandă largă.

În figura 6 se reprezintă conturul unei linii cu autoinversiune la o lampă LVNa. Diferenţa $\Delta\lambda$ între două maxime în cazul liniilor de rezonanţă dă măsura densităţii particulelor (atomilor) de sodiu în starea de bază.

În cazul liniilor de nerezonanţă radiantă maximă (Lm) este o măsură a temperaturii maxime în direcţia de observaţie.

Aproape 80% din energia radiată îşi are originea în tranziţiile arătate în diagrama simplificată din figura 6. De aceea în modelele folosite, pentru descrierea teoretică a descărcărilor la înaltă presiune în vapori de sodiu, se consideră numai nivelele arătate în figura 6. Astfel, în modelele folosite pentru descrierea teoretică a descărcărilor la înaltă presiune în vapori de sodiu se consideră numai nivelele arătate în figura 6, în care tranziţiile radiative sînt arătate prin linii ondulate, iar cele neradiative prin săgeţi drepte, şocurile neelastice ale atomilor de Hg şi Xc, respectiv Ar, sînt de asemenea neglijate în descrierea teoretică a modelelor, acestea avînd un rol redus în radiaţia luminoasă a LVNa. Descărcarea lămpilor electrice în LVNa este caracterizată de următorii parametri:

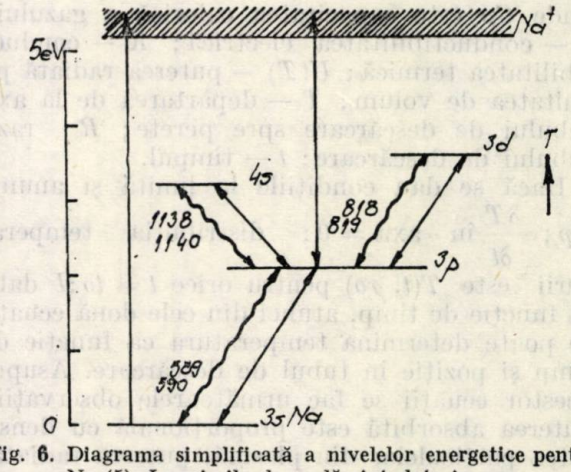


Fig. 6. Diagrama simplificată a nivelelor energetice pentru Na (5). Lungimile de undă sînt date în nm.

— temperatura gazului în descărcare (Tg) şi a electronilor (Te).

Ca parametri variabili:

— densităţile (ρ) ale tuturor particulelor ce participă la descărcare;

— densitatea radiaţiei şi intensitatea cîmpului electric (E);

— secțiunile efective eficace ale tuturor proceselor de șoc.

Între diferiții parametri care definesc modelul fizic stabil se dau cîteva relații și anume:

— o ecuație care arată că puterea consumată pe cm³ de volum este egală cu puterea radiată, respectiv puterea transmisă prin șocuri neelastice și cea transferată prin șocuri elastice. A doua ecuație arată că puterea transferată atomilor prin șocuri elastice este egală cu pierderile prin conducție termică. Dacă există o stare de echilibru termodinamic (ETD), cum se prelimină pentru modelele de LVNa, $Tg = Te$.

Cele 2 ecuații se însumează formînd o singură ecuație a balanței de energie. Aceasta ecuație are forma [4; 5]:

$$\rho \cdot Cp \frac{\delta T}{dt} = \sigma E - \text{div}(-\text{grad } k) - U(T), \qquad (1)$$

iar relația, dintre intensitatea curentului de descărcare I și intensitatea cîmpului E are forma:

$$I = 2\pi E \int_0^R \sigma r dr, \qquad (2)$$

unde Cp este capacitatea calorică a gazului; σ — conductibilitatea electrică; K — conductibilitatea termică; $U(T)$ — puterea radiată pe unitatea de volum; T — depărtarea de la axa tubului de descărcare spre perete; R — raza tubului de descărcare; t — timpul.

Dacă se dau condițiile la limită și anume Tp; $\frac{\delta T}{\delta t}$ în axa $= 0$; distribuția temperaturii este $T(t, ro)$ pentru orice $t = to$; I dată ca funcție de timp, atunci din cele două ecuații se poate determina temperatura ca funcție de timp și poziție în tubul de descărcare. Asupra acestor ecuații se fac următoarele observații: puterea absorbită este proporțională cu densitatea particulelor din plasmă, puterea radiată, însă, $U(T)$ este foarte greu de determinat teoretic, deoarece datorită densității mari a particulelor din plasmă, aproape întreaga putere radiată este reabsorbită de atomii de sodiu, în afara tubului de descărcare scăpînd numai o cantitate redusă de radiații. Cota radiată spre exterior este foarte greu de determinat.

În stabilirea ecuației s-a presupus existența *ETD*, dar o descărcare în care o parte din putere este radiată nu poate fi considerată ca fiind în echilibru termodinamic.

Ultimele cercetări [5] au arătat că în apropierea pereților tubului de descărcare diferența $Te - Tg$, care este zero în axa tubului de descărcare, crește pînă la 600°K. În figura 7 se arată cum crește diferența dintre Te și Tg de la axa tubului de descărcare pînă la pereții acestuia. Calculele pentru stabilirea curbelor din figura 7 s-au efectuat pentru o descărcare în sodiu de presiunea 270 torr și xenon 170 torr. În calcule s-a folosit un model cu trei nivele, neluîndu-se în considerație nivelele 4s și 3d. Nu s-a preliminat *ETD*.

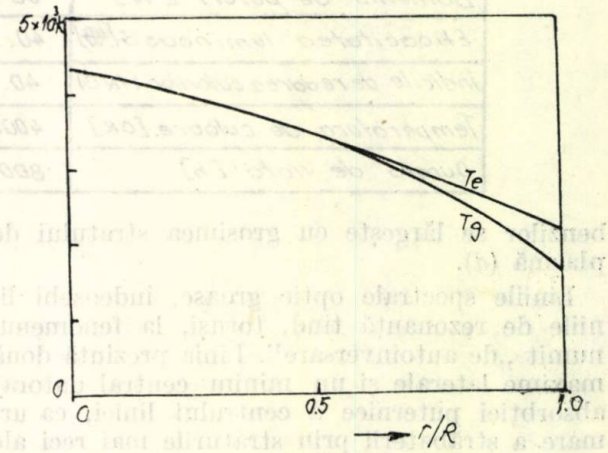


Fig. 7. Curba calculată pentru temperaturile Tg și Te într-o descărcare cu Na de înaltă presiune funcție de $\frac{r}{R}$ pentru $R = 3{,}7$ mm).

Comparîndu-se spectrul calculat teoretic cu cel măsurat efectiv se găsesc diferențe, de altfel, destul de mici; I. I. Groot ș.a. [5] au cercetat mai amănunțit cauzele acestor diferențe. Calculele făcute pentru puterea disipată funcție de presiunea vaporilor de Na corespund bine cu măsurătorile practice cum se vede din figura 8.

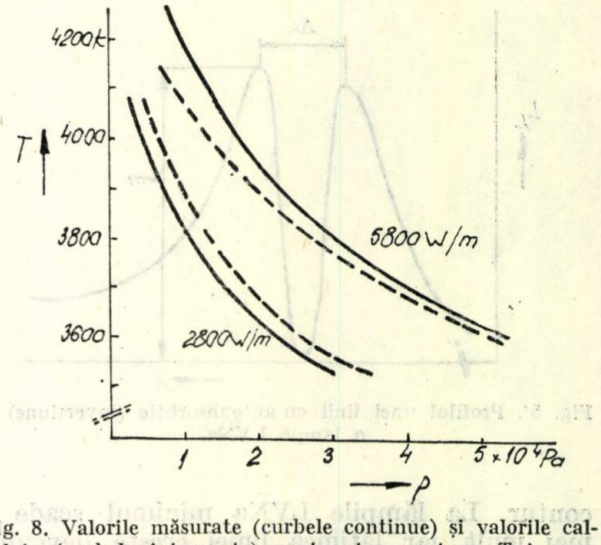


Fig. 8. Valorile măsurate (curbele continue) și valorile calculate (curbele întrerupte) pentru temperatura T în axa unei descărcări în vapori de sodiu de înaltă presiune, ca funcție de presiunea vaporilor de sodiu, pentru două valori ale puterii disipate în descărcare.

Rezultatele măsurătorilor și calculelor asupra efectelor xenonului ca gaz-tampon asupra

tensității cîmpului și a temperaturii în axa descărcării, la alimentarea cu curent alternativ, obișnuit (50 Hz) sînt redate în figura 9. Inerția termică datorită gazului-tampon duce la variații mai mici a temperaturii în axa tubului. În curba E prin adaosul de gaz-tampon vîrful de extincție dispare complet, iar vîrful de reaprindere se reduce.

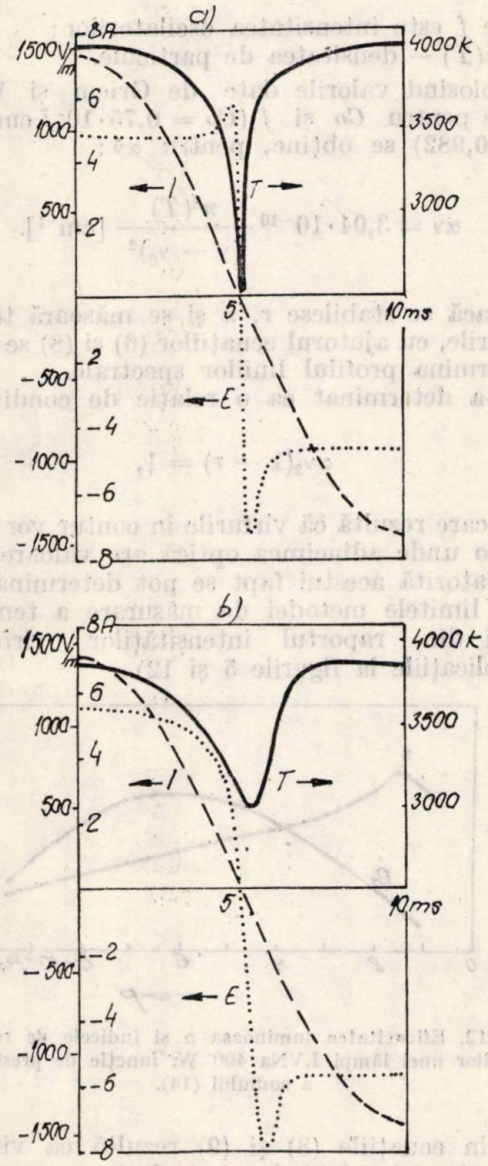


Fig. 9. Variația intensității cîmpului și a temperaturii în axă, în funcție de timp, în lampa LVNa alimentată cu c.a.; curbele întrerupte dau variația curentului de descărcare I.
a — regim cu Na pur 130 torr;
b — regim cu gaz tampon Xe 1 700 torr.

În general, temperatura în centrul tubului de descărcare scade puternic la trecerea curentului prin zero, descrește corespunzător și ionizarea ceea ce explică formarea vîrfurilor intensității cîmpului (la extincție și reaprindere) Xe și Hg ca gaze-tampon reduc substanțial aceste fenomene negative.

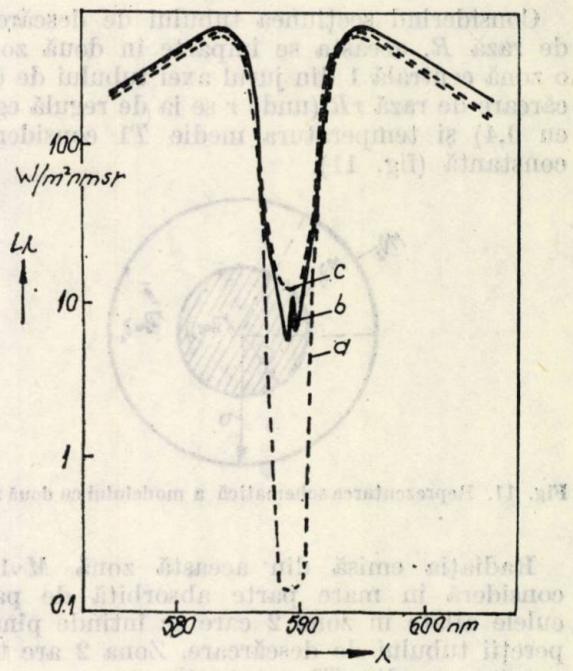


Fig. 10. Radianța la centru a liniilor D a sodiului.
a — contur calculat cu preliminarea ETL;
b — contur măsurat;
c — contur calculat fără preliminarea ETL.

2. Cercetări asupra spectrului LVNa [3; 5]

Pe baza relațiilor de calcul privind distribuția temperaturii se calculează presiunea sodiului și transportul radiant în plasmă. I. I. de Groot ș.a. [11] au calculat radiația spectrului de emisie, ținînd seama de toate liniile care pot da o emisie semnificativă, inclusiv pentru Xe și Hg, integrarea fiind făcută pe intervale de 1 nm.

— În calculul spectrului s-a admis că liniile au un profil lorentizan determinat de lărgimea de rezonanță. Acest lucru nu mai este justificat pentru presiuni mai mari ale sodiului la care liniile se lărgesc considerabil.

— Modelul ETL cu $Tg = Te$ preliminat nu mai este justificat în părțile descărcării din apropierea pereților tubului de descărcare (vezi fig. 7).

Un model, însă, la care ETL nu este preliminat produce o radiantă mai mare decît în cazul modelului cu ETL preliminat, cum se vede din figura 10.

Cele două minime de emisie (fig. 10 b) constatate în conturul măsurat pot fi rezultatul efectelor peretelui tubului de descărcare asupra plasmei.

Se constată că conturul real al liniilor de emisie corespunde mai bine cu calculul în cazul cînd nu se prelimină ETL.

Teoria unui model simplificat al LVNa pentru calculul radiației a fost prezentată pe alte baze [3] pornind de la modelul cu două zone a lui Cayless.

Considerînd secţiunea tubului de descărcare de rază R, aceasta se împarte în două zone: o zonă centrală 1 din jurul axei tubului de descărcare de rază rR (unde r se ia de regulă egală cu 0,4) şi temperatura medie $T1$ considerată constantă (fig. 11).

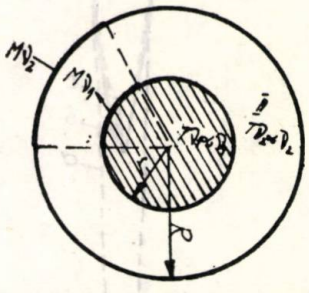


Fig. 11. Reprezentarea schematică a modelului cu două zone.

Radiaţia emisă din această zonă $M\nu 1$ se consideră în mare parte absorbită de particulele aflate în zona 2 care se întinde pînă la pereţii tubului de descărcare. Zona 2 are temperatura medie $T2$ constantă.

Radiaţia emisă din zona 2 ($M\nu 2$) iese din tubul de descărcare. Cele două zone au coeficienţii de absorbţie $\alpha\nu_1$ şi $\alpha\nu_2$ unde indicii ν_1 şi ν_2 sînt frecvenţele radiaţiei emise. Dacă se consideră zona 1 ca fiind optic subţire se poate scrie, pentru emisia spectrală:

$$\varepsilon = \alpha\nu_1 B\nu(T1), \tag{3}$$

unde $B\nu$ este densitatea de radiaţie a radiatorului planckian.

Integrînd pe unghiul solid şi volumul sferei 1 se obţine fluxul luminos:

$$\Phi\nu_1 = 4\pi\cdot\pi(rR)^2 l\cdot\alpha\nu_1\cdot B\nu(T1), \tag{4}$$

unde l este lungimea coloanei de descărcare.

Radiaţia specifică din zona 1 devine:

$$M\nu_1 = \frac{\Phi\nu_1}{2\pi rl} = 2\pi r\cdot R\alpha\nu_1\cdot B\nu(T1). \tag{5}$$

În zona 2 temperatura $T2$ fiind relativ mult mai mică decît $T1$.

Radiaţia proprie emisă din această zonă poate fi neglijată, în această zonă predominînd absorbţia.

Întrucît, s-a considerat $T2$ constant stratul $(1-r)R$ este omogen, astfel că radiaţia specifică pe suprafaţa cilindrică externă a zonei 2 va fi:

$$M\nu_2 = M\nu_1\frac{2\pi rR}{2\pi R}e^{-\alpha\nu_2(1-r)R} = 2\pi r^2\cdot R\alpha\nu_1 B\nu(T1)\,e^{-\alpha\nu_2(1-r)R}. \tag{6}$$

Ultima ecuaţie aproximează radiaţia specifică a LvNa.

La o distanţă suficient de mare a dubletului (> 1 nm) se poate aproxima prin relaţia:

$$\alpha\nu = \frac{e^2}{mc}\cdot\frac{c_0 f^2}{2}n^2(T)\frac{1}{(\nu-\nu_0)^2}, \tag{7}$$

unde f este intensitatea oscilatorilor;
$n(T)$ — densitatea de particule.

Folosind valorile date de Griem şi Watanabe pentru Co şi f ($Co = 0{,}75\cdot10^{-7}$ cm$^3\cdot$s^{-1}, $f = 0{,}982$) se obţine, pentru $\alpha\nu$:

$$\alpha\nu = 3{,}04\cdot10^{-10}\frac{n^2(T)}{(\nu-\nu_0)^2}\ [\text{cm}^{-1}]. \tag{8}$$

Dacă se stabilesc r, n şi se măsoară temperaturile, cu ajutorul ecuaţiilor (6) şi (8) se poate determina profilul liniilor spectrale.

S-a determinat ca o relaţie de condiţie:

$$\alpha\nu_2(1-r) = 1, \tag{9}$$

din care rezultă că vîrfurile în contur vor apare acolo unde adîncimea optică are valoarea 1.

Datorită acestui fapt se pot determina simplu limitele metodei de măsurare a temperaturii din raportul intensităţilor vîrfurilor (explicaţiile la figurile 5 şi 12).

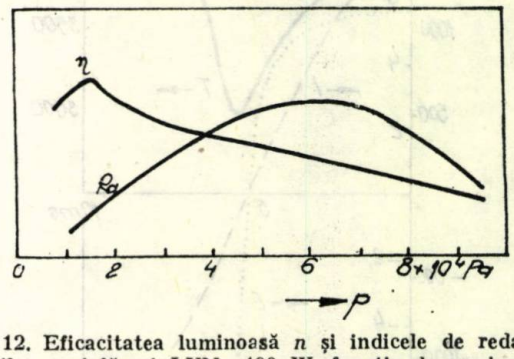


Fig. 12. Eficacitatea luminoasă n şi indicele de redare a culorilor unei lămpi LVNa 400 W, funcţie de presiunea p a sodiului (14).

Din ecuaţiile (8) şi (9) rezultă că vîrfurile sînt simetrice faţă de ν_0 şi, deci:

$$(\alpha\nu_1)\max 1 = (\alpha\nu_2)\max 2. \tag{10}$$

Din ecuaţiile (6, 9 şi 10) se obţine, pentru raportul intensităţii vîrfurilor, relaţia:

$$\frac{(M\nu_2)\ \max 1}{(M\nu_2)\ \max 2} = \frac{B\nu(T1)\ \max 1}{B\nu(T1)\ \max 2}. \tag{11}$$

Astfel, temperatura în zona 1 se poate determina din măsurarea intensităţii vîrfurilor liniilor de emisie dacă diferenţa faţă de ν_0 este egală.

3. Cercetările privind optimizarea lămpilor LVNa [3; 5]

Cercetări mai sistematice asupra optimizării LVNa au fost efectuate de Erbs ş.a. [3]. Se expun, în continuare, rezultatele acestor cercetări completate cu cercetările efectuate de curînd de I. I. de Broot ş.a. [5] privind îndeosebi diferitele influenţe asupra eficacităţii luminoase a lămpilor.

Influenţa presiunii (concentraţiei) vaporilor de sodiu

Din teoria modelului cu două zone, menţionat la capitolul 3 s-a putut deduce relaţia:

$$P\,(\text{torr}) = 0{,}155\ \Delta\lambda\ (\text{nm}),$$

unde $\Delta\lambda$ este distanţa dintre două vîrfuri ale unei linii de autoinversiune (autoabsorbţie), figura 5. Faţă de valorile determinate, $\Delta\lambda$ este cu un factor de 0,155 mai mică, totuşi corespondenta se consideră bună.

Făcîndu-se, de exemplu profilul liniilor pentru două presiuni diferite a vaporilor de sodiu şi anume $p1 = 500$ torr şi $p2 = 100$ torr se constată că gradul de eficacitate vizuală scade de la 0,76 la 100 torr la 0,592 la 600 torr, dovedindu-se astfel o influenţă importantă asupra caracteristicilor luminoase ale presiunii vaporilor de sodiu.

Atît eficacitatea luminoasă, cît şi IRC, variază cu presiunea vaporilor de sodiu cum se vede din figura 12.

La început, eficacitatea luminoasă (η) creşte cu presiunea, atinge un maxim, după care scade continuu cu creşterea presiunii. Scăderea iniţială se explică prin faptul că la scăderea presiunii creşte temperatura gazului (fig. 8) gradientul de temperatură spre perete creşte de asemenea şi cu acestea cresc pierderile prin conducţie termică scăzînd η (fig. 13). Cînd

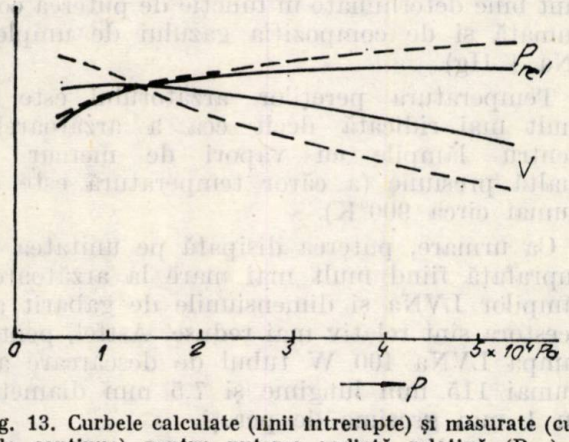


Fig. 13. Curbele calculate (linii întrerupte) şi măsurate (curbele continue) pentru puterea radiată relativă (P_{rel}) şi eficienţa luminoasă (V) ca funcţie de presiunea p într-o descărcare în Na de înaltă presiune, într un tub de descărcare de Ø 7,6 mm şi o putere disipată de 3 600 W/m.

creşte presiunea sodiului, creşte uşor şi puterea radiată, dar lărgirea liniei D are loc astfel încît spectrul corespunde mai puţin eficacităţii luminoase spectrale şi ca urmare η descreşte. Presiunea optimă este aceea pentru care distanţa dintre vîrfurile liniei D ($\Delta\lambda$ fig. 5) este egală cu 10 nm. IRC creşte cu presiunea pînă la circa 500 torr, după care scade din nou. Astfel, prin alegerea presiunii vaporilor de sodiu se pot produce lămpi fie cu η mare şi IRC redus, fie cu IRC mare şi η mai redus.

Cum se vede din figura 13, eficienţa luminoasă calculată diferă relativ mult de la cea măsurată.

Cauza acestei diferenţe este dată de diferenţa dintre intensitatea luminoasă calculată şi cea măsurată în domeniul liniilor de lungime de unde mai mare decît linia D a sodiului.

Influenţa temperaturii în axa de descărcare [3]

Eficacitatea luminoasă a lămpilor LVNa creşte oarecum cu creşterea temperaturii în axa tubului de descărcare. În figura 14 se prezintă

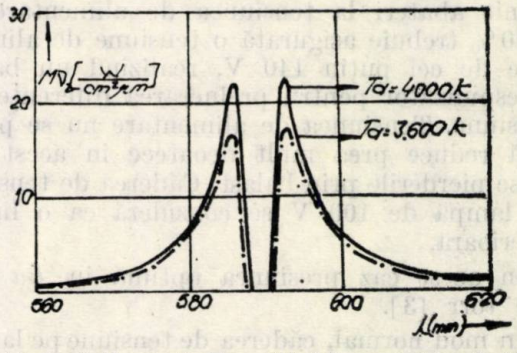


Fig. 14. Radiaţia spectrală specifică la o presiune de Na de 100 torri pentru temperaturile în axa descărcării de $Ta =$ $= 4\,000$°K şi $Ta = 3\,600$°K (3).

radiaţia spectrală specifică ($M\nu_2$), funcţie de lungimea de undă λ pentru o presiune de 100 torr şi pentru două temperaturi în axa de descărcare (Ta) de 4 000 şi 3 600°K, temperatura peretelui fiind în ambele cazuri $Tp = 1\,400$°K.

Se constată o foarte redusă creştere a η de 0,753 pentru $Ta = 3\,600$°K la 0,763, pentru $Ta = 4\,000$°K, fapt care explică şi creşterea lui η cu creşterea curentului de descărcare din lampă.

Dependenţa eficacităţii luminoase de temperatura peretelui [3; 5]

Prin creşterea temperaturii peretelui tubului de descărcare (Tp) se obţine o creştere a eficacităţii luminoase. Astfel, prin creşterea Tp de la 800 la 1 200 °K, η creşte cu circa 50% [8].

Măsurătorile [5] prin „metoda stingerii" arată că Tp la presiunile optime pentru sodiu este determinată mai ales de puterea disi-

pată prin perete pe cm^2 de suprafață și foarte puțin de diametrul tubului. La o temperatură normală de $Tp = 1\,500°K$ puterea disipată se află între 15 și 20 W/cm^2.

Deoarece Tp este limitată la 1 500°K se stabilesc relații între diametrul și lungimea tubului funcție de puterea disipată (cap. 4.6.).

Cercetările au arătat [5] că dacă se crește conținutul de Hg și Xe în cantitate mai mare, conductivitatea termică (k) a plasmei descrește astfel încît Tp scade cu 50—75°K. Astfel, se poate crește sarcina ce poate fi suportată de perete.

Influența tensiunii de alimentare asupra parametrilor LVNa [3, 5]

Lămpile LVNa se alimentează în mod normal cu curent alternativ la tensiunea de 220 V, 50 Hz.

Experimental s-a constatat că raportul U vîrf/Uef ale tensiunii de alimentare a LVNa la reaprinderile periodice este în medie de 1,5 [3] (variază între 1,5—1,7). Acolo unde se admit abateri la tensiunea de alimentare de ±10% trebuie asigurată o tensiune de alimentare de cel puțin 140 V, realizînd un balast corespunzător pentru prelucrarea diferenței de tensiune. Tensiunea de alimentare nu se poate însă reduce prea mult deoarece în acest caz cresc pierderile prin balast. Căderea de tensiune pe lampă de 100 V se consideră ca o limită inferioară.

În acest caz presiunea optimă în *Ba* este 100 torr [3].

În mod normal, căderea de tensiune pe lampă este jumătate din tensiunea de alimentare. În momentele de extincție și de reaprindere, vîrfurile de tensiune necesare cresc la peste 1 000 V, (fig. 9) și acestea trebuie asigurate de balast, respectiv de alte aparate de preconectare[7].

Vîrful de reaprindere este mai mare decît cel de extincție (fig. 9), dar el nu trebuie să fie cu mult peste nivelul arătat în figura 9 pentru ca reaprinderea să fie asigurată pe toată durata de viață preliminată. Vîrful de reaprindere (circa 1 250 V) scade cu creșterea curentului, depinzînd și de presiunea gazului tampon (fig. 9 b). Căderea de tensiune pe lampă (U_L) este formată din suma căderii anodice, a căderii catodice și a căderii pe coloana pozitivă. Intensitatea cîmpului electric în coloană nu trebuie să depindă, însă, de lungimea sa.

De asemenea valoarea eficace a curentului de descărcare prevăzut nu poate fi prea scăzută pentru a nu afecta intensitatea cîmpului.

Factorii care influențează intensitatea cîmpului sînt : presiunea gazului-tampon, presiunea sodiului și diametrul tubului de descărcare. Întrucît pentru a asigura eficacitatea luminoasă prescrisă presiunea sodiului este determinată, iar presiunea Xe are un efect mic asupra intensității luminoase a cîmpului, trebuie să se țină seama de presiunea vaporilor de Hg, care are o influență importantă asupra cîmpului ; presiunea Hg este determinată prin compoziția amalgamului de sodiu folosit pentru dozarea Na + Hg în lampă.

Din această cauză parametrii care mai pot fi variați sînt diametrul și lungimea tubului de descărcare și compoziția amalgamului de sodiu. Pentru a obține cele mai bune rezultate se întocmesc două seturi de curbe care dau lungimea tubului față de diametru. Primul set de curbe sînt trasate funcție de puterea lămpii, iar al doilea set funcție de proporția în amestec a vaporilor. Lungimea optimă și diametrul tubului se găsesc în punctele de intersecție a acestor curbe. În acest fel, în final, intervin indirect, caracteristicile de tensiune asupra celor de gabarit ale tubului de descărcare.

Puterea consumată la lămpile LVNa [3]

Pentru lămpile LVNa s-au normalizat o serie de puteri echivalente cu cele pentru lămpile LVF și anume : 1 000, 700, 400 250, 160 W (factor circa $\sqrt[5]{10}$). Întrucît s-au putut asimila lămpile care să înlocuiască direct lămpile LVF în corpuri de iluminat construite pentru acestea (fără eclator), folosind balasturile existente se folosesc și următoarele puteri : 225 W — lampa corespunde ca gabarit LVF-ului de 250 W, cu construcție identică, cu excepția tubului de descărcare.

Balonul nu este fluorescent ci matat.

Pentru înlocuirea LVF 400 W se construiesc LVNa de 330 și 360 W [9].

Geometria arzătorului

S-a arătat că diametrul și lungimea optimă ale tubului de descărcare denumit „arzător" sînt bine determinate în funcție de puterea consumată și de compoziția gazului de umplere (Na + Hg).

Temperatura pereților arzătorului este cu mult mai ridicată decît cea a arzătoarelor pentru lămpile cu vapori de mercur de înaltă presiune (a căror temperatură este de numai circa 900°K).

Ca urmare, puterea disipată pe unitatea de suprafață fiind mult mai mare la arzătoarele lămpilor LVNa și dimensiunile de gabarit ale acestora sînt relativ mai reduse. Astfel, pentru lampa LVNa 400 W tubul de descărcare are numai 115 mm lungime și 7,5 mm diametru cu 1 mm grosime de pereți.

Importantă este temperatura locului celui mai rece de pe pereții arzătorului. Aceasta se află în spatele catozilor în așa numitul „spațiu

mort". Presiunea vaporilor de Na și Hg este corespunzătoare temperaturii minime a peretelui și aceasta poate influența negativ caracteristicile lămpii. De aceea se impune reducerea la minimum a spațiului mort, prin aceasta reducîndu-se și temperatura locală [14, 15].

Temperatura minimă din lampă poate fi influențată și prin geometria electrozilor și a porților arzătorului.

Cînd scade temperatura spațiului mort, scade și presiunea de vapori din lampă, tensiunea de aprindere se reduce, iar eficacitatea luminoasă a lămpii scade.

În figura 15 se arată dependența tensiunii de aprindere a unei descărcări Na—Hg în funcție

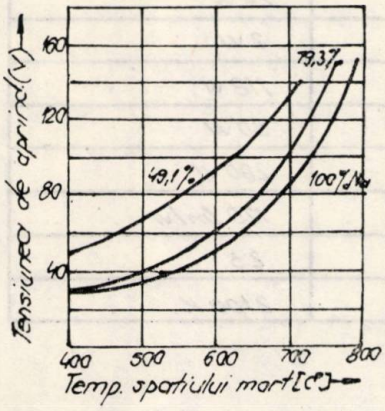


Fig. 15. Tensiunea de aprindere a unei descărcări în Na-Hg în funcție de temperatura spațiului mort pentru diferite concentrații de sodiu.

de temperatura spațiului mort. Tensiunea de aprindere necesară pentru o lampă LVNa crește cu temperatura spațiului mort. Tensiunea de aprindere depinde însă și de conținutul de Hg în lampă, aceasta crescînd cu creșterea procentului de Hg în amalgamul de sodiu folosit.

Cu durata de ardere a LVNa crește temperatura spațiului mort. Pe părțile din apropierea electrozilor se depun particule din electrozi și Al_2O_3 din tubul de descărcare care, în apropierea electrozilor, au o temperatură mai ridicată. Prin înnegrirea pereților arzătorului în regiunea spațiului mort aceștia absorb mai multă energie și, ca urmare, *Tp* în spațiul mort crește. Cu aceasta crește și tensiunea de aprindere pe lampă, care la o anumită temperatură a spațiului mort nu se mai poate aprinde.

Diferența de tensiune este preluată constant de balast astfel că suma căderii de tensiune necesară lămpii cu cea preluată de balast să fie egală cu tensiunea de alimentare.

Dacă suma celor 2 căderi de tensiune depășește cu o anumită valoare tensiunea rețelei, lampa nu se poate aprinde. De aceea este necesară o deosebită atenție la proiectare LVNa pentru stabilirea corectă a caracteristicilor de tensiune discutate.

Rolul gazului-tampon în LVNa

Precum se știe, de la lămpile cu vapori de mercur rolul inițial al gazului-tampon este de-a produce o descărcare în acest gaz, care prin încălzire ridică temperatura arzătorului și cu aceasta și presiunea vaporilor metalici, pînă ce descărcarea este preluată de aceștia.

În cazul LVNa gazul-tampon influențează atît proprietățile electrice, cît și cele spectrale ale descărcării. Xenonul adăugat în gazul tampon are o mică influență asupra mobilității electronilor și îmbunătățește distribuția spectrală, îndeosebi printr-o bandă care corespunde aproape cu maximul curbei spectrale a eficienței luminoase.

Mercurul are o influență considerabilă asupra mobilității electronilor și duce la o creștere a intensității cîmpului în plasmă îmbunătățind totodată și distribuția spectrală, prin benzi emise în aripa roșie a liniilor de sodiu, cu creșterea intensității luminoase pe această aripă.

Contribuția amestecului de Xe + Hg, care formează gazul-tampon duce la creșterea inerției termice a plasmei, fapt care are ca efect o creștere a temperaturii în axa arzătorului (*Ta*) și o estompare a vîrfurilor de extincție și reaprindere a intensității cîmpului electric, cum s-a arătat în figura 9. Prin adaosul de gaz-tampon scade conductivitatea termică, se reduc pierderile de căldură și, ca urmare, crește eficacitatea luminoasă; benzile spectrale se lărgesc mai mult. Se constată că intensitatea lor crește nu numai cu densitatea Na, ci și cu cea a gazului tampon.

Presiunile mari de Xe cerute duc la o creștere a tensiunii de aprindere a descărcării.

Alte efecte ale gazului-tampon au fost discutate în diferite capitole mai sus.

4. Caracteristicile LVNa executate practic

În tabelul 1 s-au indicat o parte din caracteristicile LVNa. În tabelul 2 se dau caracteristicile principale ale LVNa 400 W, produse de Philips (tip SON 400), iar, în tabelul 3, caracteristicile principale ale lămpilor LVNa, produse de Osram (Osram Vialox) [9].

Din tabelele 2 și 3 se vede că lămpile LVNa au eficacități luminoase în medie de două ori mai mari decît cea a lămpilor LVF. Aceasta explică eforturile ce se fac în toate țările (economia de energie) pentru asimilarea LVNa, care să înlocuiască LVF, unde este posibil. Acolo unde se cer IRC ridicați tendința este de a înlocui LVF cu lămpi cu ioduri metalice (HQI), cu eficacități luminoase cît mai ridicate (70—95 lm/W) și IRC = 70—95.

La noi în țară s-au realizat lămpi cu sodiu de înaltă presiune de 250 și 400 W, care în viitor vor înlocui actualele lămpi cu vapori

Tabelul 2

Caracteristicile lămpilor SON—400 cu sodiu de înaltă presiune [5]

Presiunile gazelor (în regim de funcționare)	Ne	60 - 150 Torr
	Hg	400 - 800 Torr
	Xe	150 - 200 Torr
Materialul tubului de descărcare		Al_2O_3 policristalin
Diametrul tubului de descărcare		7,5 mm.
Distanța dintre electrozi		82 mm
Curentul eficace		4,4 A
Căderea de tensiune eficace pe lampă		105 V
Pierderi pe electrozi		24 W
Putere radiată în UV		2 W
Putere radiata în vizibil		118 W
Putere radiată în IR		80 W
Total		200 W
Eficacitatea luminoasă (η)		120 lm/W
Indicele de redarea culorilor (IRC)		23
Temperatura de culoare (Tc)		2100 K.

Tabelul 3

Caracteristicile principale ale lămpilor LVNa produse de Osram

Tipul	P(W)	d[mm] max.	L (mm max.	Flux luminos (lm)	Eficacitate luminoasă η (lm/w)	Soclu
a. Lămpi de formă elipsoidală (similare LVF) cu eclator						
Ne V	250	90	226	25000	100	E 40
Ne V	400	120	290	47000	118	E 40
Ne V	1000	165	400	120000	120	E 40
b. Lămpi de formă elipsoidală fără eclator						
Ne V	225	90	226	20000	89	E 40
Ne V	330	120	290	30.000	91	E 40
Ne V.	360	120	290	36000	100	E 40
c. Lămpi format sofit (poziție de ardere orizontală ± 45°						
Ne V-TS	250	23	206	25500	102	Fc 2
Ne V-TS	400	23	206	48000	102	Fc 2

de mercur de tip LVF sau LVY, făcînd în acest fel economie de energie electrică și mărind eficacitatea luminoasă a actualelor corpuri de iluminat.

Bibliografie

[1] *Schmidt, K.* Patent USA 297.110.

[2] Amlong, Ure-Gens. Zum Stand der Licterzengung durch Hochdruckentlandung (Despre studiul producției de lumină prin descărcări de înaltă tensiune). În: Physik und Technik des Plasmas, III, Teil 1, 1972.

[3] *Erbs Harry, Wolfgang, G.* Zu einigen technisch-physikalischen Problemen bei der Optimierung von Natrium Hochdrucklampen (Despre unele probleme tehnico-fizice la optimizarea lămpilor cu vapori de sodiu de înaltă presiune). În: Physik und Technik des Plasmas III, Teil 1, 1972.

[4] *Bleckrode, R., Koedam, M.* Discharge Lamps (Lămpile cu descărcare). În: Philips tech. Rev. 35, 1975, nr. 11—12.

[5] *De Grot, I. I., Waszink, I. H.* The hygh pressure sodium lamps (lămpile cu sodiu de înaltă presiune). În: Philips tech., Rev. 35, 1975, nr. 11—12.

[6] *Von Riemann, Manfred.* Definierte spektrak strahdichten im UV aus Plasmen (Densități de radiație spectrale definite în UV din plasme) În: Physik und Technik des Plasmas III, Teil 1, 1972.

[7] *Bouché, Raymond,.* Les à descharges a haute pression en éclairage industriel (Lămpile cu descărcare de înaltă presiune în iluminatul industrial). I.E.E.E., 1976.

[8] *Lowke, I. I., Quant, I.* Spectrosc Rad Transfer, vol. 9, 1969.

[9] Prospectul Fa., Osram, 1974.

[10] *De Groot, I. I.* Proc 2 ud Int. Conf. on Gas discharges, London 1972.

[11] *De Groot, I. I., Mvan Vliet, I. A. I.* În: Physics, 1975.

[12] *Erbs, H., Gottschling, W.* Bestimunng von Plasma — parametern in Natrimahochdruckmampenn (Determinarea parametrilor plasmei în LVNa). Arbeitstangung „Physik und Technik des Plasmas" Rostock, 1970.

[13] *Rochlin, G. N.* Gazorazrjadnie istociniki sveta (Izvoare de lumină cu descărcări în gaze).

[14] *Van Brott, H. I. I.* Moscova—Leningrad, 1966 Lighting Design de Appl., 4, 1974.

[15] *Zwicker, H.* În: W, Lochte—Holtgreven Plasma diagnostics North-Holland, Amsterdam, 1968.

CZ 62—52:681.3.041

AUTOMATIZĂRI
TEORIA SISTEMELOR

Proceduri de conducere a sistemelor

DOINA STĂNESCU* — București

Introducere

Această lucrare prezintă două metodologii de abordare a problemei conducerii sistemelor, corespunzătoare celor două reprezentări naturale ale acestora și anume: reprezentarea prin ecuații de stare și reprezentarea prin operatori diferențiali sau, cum se mai obișnuiește să se spună, reprezentarea polinomial sistemică.

Din considerente de dezvoltări matematice, cît și ținînd seama de natura proceselor conduse, se vor face referiri numai la unele aspecte particulare, care au însă o mare generalizare din punct de vedere practic.

1. Formularea problemei conducerii

Fie sistemul (procesul) descris de:

$$\dot{x} = Ax + Bu + D\omega, \qquad (1\ a)$$

$$y = Cx, \qquad (1\ b)$$

unde: $x \in R^n$ este starea; $u \in R^m$ — comanda; $y \in R^p$ — ieșirea condusă, iar $\omega \in R^q$ — perturbația (de regulă persistentă).

De menționat că ecuațiile (1) sînt adesea completate practic și de:

$$y_m = C_m x, \qquad (2)$$

în care: $y_m \in R^r$ este mărimea măsurată și unde, de obicei, mărimile măsurate includ mărimile conduse.

Similar cu reprezentarea (1), sistemul poate fi exprimat și prin:

$$P(s)Z(s) = \mu(s) + Q_1(s)\omega(s), \qquad (3\ a)$$

$$y(s) = R(s)\,z(s) + Q_2(s)\omega(s), \qquad 3\ b)$$

unde $P(s)$ este o $m \times m$ matrice polinomială singulară;

$R(s)$ — o $p \times m$ matrice polinomială;

$Z(s)$ — starea parțială.

Problema conducerii revine la determinarea unei structuri (de conducere), corespunzătoare reprezentărilor (1) și (3), astfel încît mărimile

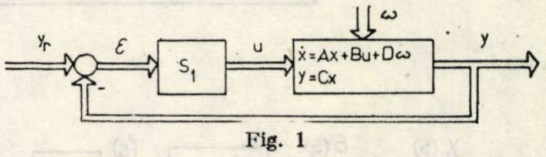


Fig. 1

conduse y să urmărească mărimile de referință y_r în contextul existenței perturbațiilor ω. În consecință, structurile din figurile 1 și 2, unde S_1 este un sistem de decizie de forma:

$$\dot{w} = Ww + K\varepsilon, \qquad (4\ a)$$

$$u = Gw + H\varepsilon, \qquad (4\ b)$$

Ing. *Stănescu, D.* este asistent la Institutul politehnic — București.

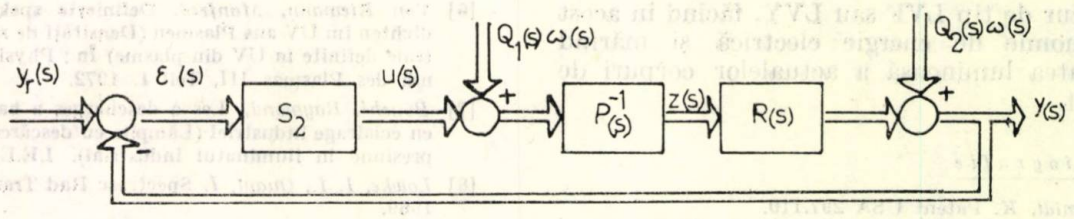


Fig. 2

iar S_2 este replica polinomială a lui (4 a) și (4 b).

Cerințele conducerii, exprimate matematic, revin la :

a) $\lim_{t\to\infty} \varepsilon(t) = 0$ (în prezența perturbațiilor ω);

b) sistemul rezultant (1) și (4) să fie intern stabil.

2. Alegerea structurilor de conducere

Rejecția perturbațiilor, simultan cu urmărirea ei se rezolvă prin aplicarea principiului modelului intern. Aceasta revine, în cazul reprezentărilor de stare, în ipoteza *referințelor și perturbațiilor constante*, la considerarea extensiunii :

$$\dot{\xi} = \varepsilon, \tag{5}$$

unde, $\xi \in R^p$ reprezintă starea modelului intern.

Cumulînd (1) cu (5) și ținînd seama că :

$$\varepsilon = y_r - y, \tag{6}$$

(vezi fig. 1 și 2), rezultă :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x \\ \xi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x \\ \xi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & I_p \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \omega \\ y_r \end{bmatrix}, \tag{7}$$

care va poseda proprietățile de invariere la perturbații și urmărirea referințelor, în urma implementării unei legi de reacție stabilizante :

$$u = F_0\xi + Fx. \tag{8}$$

Rezultă, astfel, detalierea figurii 1 în figura 3.

În mod corespunzător, pentru figura 2, în ipoteza $p = m$ (făcută pentru a nu complica exprimarea matematică), rezultă structura din figura 4, unde $F(s) \cdot Z(s)$ reprezintă reacția după starea parțială.

3. Funcționalitatea structurilor descrise

Se fac următoarele ipoteze :

(*i*) (A, B, C) complet ;

(*ii*) $\operatorname{rang}\begin{bmatrix} A & B \\ C & O \end{bmatrix} = n + p,$

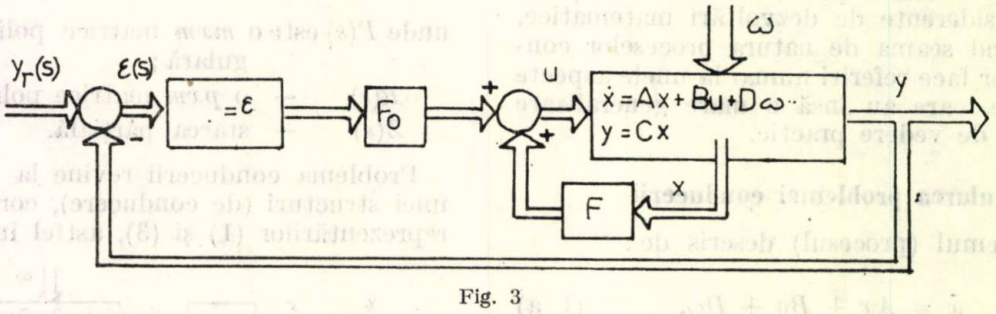


Fig. 3

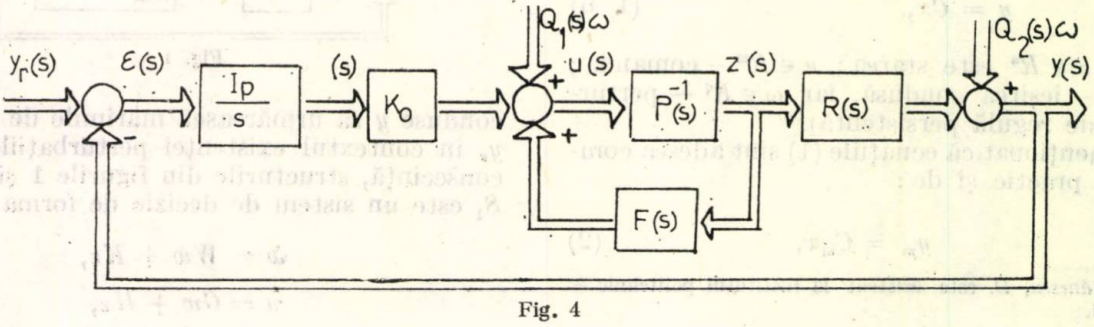


Fig. 4

pentru reprezentarea de stare, iar pentru reprezentarea polinomială :
(*j*) $R(s)$, $P(s)$ comprimă la dreapta cu $P(s)$ coloană proprie ;
(*jj*) $R(0)$ nesingulară.

Aceste ipoteze permit ca structurile reprezentate în figurile 3 și 4 să satisfacă condițiile *a* și *b*, enunțate la punctul 2.

4. Rezultate de bază

Acestea se exprimă prin :

Teorema 1. În condițiile (*i*) și (*ii*), perechea :

$$\left[\begin{array}{cc} A & 0 \\ -C & 0 \end{array}\right], \left[\begin{array}{c} B \\ 0 \end{array}\right],$$

este complet controlabilă.

Demonstrație. Considerînd matricea :

$$\Pi(s) = \left[\begin{array}{ccc} sI_n - A & 0 & -B \\ C & sI_p & 0 \end{array}\right], \tag{9}$$

se constată imediat din condiția (*ii*) că rang $\Pi(0) = n + p$. Întrucît perechea (A, B) este complet controlabilă, rang $[sI_n - A \; B] = n$, oricare ar fi s, rezultă că rang $\Pi(s) = n + p$ pentru $s \neq 0$. În consecință, rang $\Pi(s) = n + p$ oricare ar fi s, de unde, conform criteriului *HAUTUS*, perechea din teorema 1 rezultă ca fiind controlabilă.

Teorema 2. În ipotezele (*j*) și (*jj*) sistemul (rezultat direct din figura 4) :

$$P(s)z(s) = \mu(s), \tag{10}$$

$$s\xi(s) = \varepsilon(s), \tag{11}$$

este alocabil.

Demonstrație. Aceasta revine la determinarea matricei constante Ko și a reacției $F(s)$ ($\partial_c[F(s)] < \partial_c[P(s)]$), astfel încît sistemul rezultant să fie alocabil.

Scriind ecuațiile comenzii $u(s)$ din figura 4, rezultă :

$$P(s)z(s) = \frac{Ko}{s}\varepsilon(s) + F(s)z(s), \tag{12}$$

și explicitînd :

$$\varepsilon(s) = y_r(s) - R(s)z(s), \tag{13}$$

prin înlocuirea lui (13) în (12) rezultă :

$$[sP(s) - sF(s) + K_0R(s)]z(s) = K_0y_r(s). \tag{14}$$

Întrucît $sP(s)$ este coloană proprie, se poate determina $Fo(s)$ cu $\partial_c[F_0(s)] < \partial_c[sP(s)]$, astfel încît $|sP(s) - Fo(s)|$ să fie alocat. Atunci se vede din (14) că :

$$F(s) = \frac{F_0(s) + K_0R(s)}{s}. \tag{15}$$

În consecință, pentru divizibilitatea membrului drept trebuie ca :

$$F_0(0) + K_0R(0) = 0. \tag{16}$$

Ținînd seama de condiția (*jj*) reiese că :

$$K_0 = -F_0(0)R^{-1}(0), \tag{17}$$

$F(s)$ rezultînd acum direct din (15).

Consecința esențială a teoremelor 1 și 2 constă în aceea că sistemele asociate structurilor din figurile 3 și 4 sînt intern stabile.

Aceste structuri corespund, pentru figura 3, cu (6), (7) și (8), la :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[\begin{array}{c} x \\ \xi \end{array}\right] = \left[\begin{array}{cc} A + BF & BF_0 \\ -C & 0 \end{array}\right]\left[\begin{array}{c} x \\ \xi \end{array}\right] + \left[\begin{array}{cc} D & 0 \\ 0 & I_p \end{array}\right]\left[\begin{array}{c} \omega \\ y_r \end{array}\right], \tag{18}$$

$$\varepsilon = y_r - cx \tag{19}$$

și respectiv pentru figura 4 cu :

$$[sP(s) - sF(s) + K_0R(s)z(s) =$$

$$= sQ_1(s)\omega(s) + K_0[y_r(s) - Q_2(s)\omega(s)], \tag{20}$$

$$\varepsilon(s) = y_r(s) - R(s)z(s) - Q_2(s)\omega(s). \tag{21}$$

Se poate enunța acum :

Teorema 3. În condiții de stabilitate internă a sistemului (18), (19) :

$$\lim_{t \to \infty} \varepsilon(t) = 0. \tag{22}$$

Demonstrație. Din aplicarea transformatei Laplace sistemului de ecuații (18), (19) și eliminarea lui (s), rezultă :

$$x(s) = [s^2I - (A + BF)s + BF_0C]^{-1}[BF_0y_r(s) + sD\omega(s)]. \tag{23}$$

Înlocuind (23) în imaginea lui (19) se o ține :

$$\varepsilon(s) = sC[s^2I - (A + BF)s + BF_0C]^{-1}[sI - (A + BF))C^{+*}D]\begin{bmatrix} y_r(s) \\ \omega(s) \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Întrucît zerourile lui $|s^2I - (A + BF)s + BF_0C|$ au fost alocate prin legea de reacție (8) în C^-, și întrucît, după cum rezultă din (24), $\varepsilon(s)$ are ca divizor diagonul pes, se obține din înlocuirea lui $y_r(s)$ și $\omega(s)$ cu transformatele corespunzătoare funcțiilor treaptă (pct. 3) :

$$\lim_{s\to 0} s\varepsilon(s) = \lim_{t\to\infty} \varepsilon(t) = 0. \quad (25)$$

Teorema 4. În condițiile de stabilitate internă a sistemului (20), (21) avem :

$$\lim_{t\to\infty} \varepsilon(t) = 0. \quad (26)$$

Demonstrația rezultă procedural similar cu cea din teorema 3, prin utilizarea în teorema valorii finale a relațiilor (16) și (17).

* C^+ este o inversă la dreapta lui C.

5. Concluzii

Lucrarea de față a prezentat o metodologie unitară de sinteză, atît în domeniul reprezentărilor de stare, cît și a celor polinomiale a sistemelor de conducere, care permit simultan cu asigurarea unei conduceri în raport cu o referință prescrisă și rejecția asimptotică a perturbațiilor. Se constată, totodată că, variațiile parametrilor procesului, în limite care nu alterează stabilitatea internă, mențin valabile rezultatele teoremelor 3 și 4, ceea ce revine la existența proprietății de robustețe a structurilor sistemelor de conducere luate în discuție.

Bibliografie

[1] *Ionescu, V.* On the tracking and regulation problem. În : Revue Roumaine des sciences techniques. Electrotechnique et énergétique, **21**, 4, Bucarest, 1976.

[2] *Wolovich, W. A.* On the Numerators and zeros of rational transfer matrices. În : IEEE Trans. on Automatic Control, October, 1973.

[3] *Davison, E. J., Goldenberg, A.* Robust control of a general servomechanism problem : the servo compensator În : Automatica, vol. II, Pergamon Press, 1975.

1979 DEC 3

E 2040/1
REFERÁLVA
R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 27 • Nr. 6 • AUGUST 1979

Acest număr de revistă este
dedicat împlinirii a 30 de ani
de la înființarea întreprinderii
„Electroputere" - Craiova

1979 OKT 25

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 27 Nr. 6 august 1979

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

Editorial 233

Felicitare 235

CZ 394.46

Licu, I. : **Electroputere — firmă românească de prestigiu, cunoscută în toată lumea.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug. 1979, p. 236

Se face o trecere în revistă a activităţii de 30 de ani a întreprinderii „Electroputere" — Craiova, contribuind din plin la dezvoltarea industriei transporturilor, energeticii şi agriculturii din ţara noastră, ca şi la schimbul internaţional de valori materiale în domeniul electrotehnicii.

CZ 621.374 : 621.317.2.027.3

PROCES TRANZITORIU LA IMPULS
SOLICITĂRI LA IMPULS DE TENSIUNE
METODE DE DETERMINARE

Răducan, I., Toma, Gh. : **Metode de determinare a solicitărilor date de procesul tranzitoriu la impuls de tensiune în transformatoare de putere.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1979, p. 238

Lucrarea cuprinde rezultatele unor cercetări efectuate la întreprinderea „Electroputere" — Craiova, utilizînd modelarea electromagnetică şi calculatoarele electronice pentru studiul repartiţiei tensiunii de impuls şi determinarea solicitărilor care rezultă în înfăşurările transformatoarelor de putere de înaltă tensiune.

CZ 621.37 .027.31

TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE
TEHNOLOGII DE ÎNCERCARE ŞI MĂSURARE

Marinescu, A., Popescu, S., Gaber, E. : **Noi tehnologii de încercare, măsurare şi producere a tensiunilor înalte elaborate în cadrul laboratorului de înaltă tensiune de la CCSIT — Electroputere.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1979, p. 244

După descrierea dezvoltării continue a bazei materiale legată de noile reglementări internaţionale, în lucrare se prezintă contribuţia adusă la elaborarea unor tehnici noi de producere, măsurare şi încercare în domeniul tehnicii tensiunilor înalte, cu importanţă deosebită pentru economia naţională.

CZ 621.313.32 : 621.31

MAŞINI SINCRONE
PROIECTARE CU CALCULATOR NUMERIC

Cristea, N., Alexandru, D., Coman, M. : **Introducerea calculatoarelor numerice în proiectarea maşinilor sincrone.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1979, p. 250

În articol se arată că proiectarea maşinilor sincrone din profilul IEPC comportă două faze: efectuarea calculelor electromagnetice propriu-zise şi efectuarea calculelor auxiliare. Caracteristicile, dimensiunile geometrice şi parametrii derivaţi ai acestor maşini se determină cu ajutorul calculatorului numeric.

CZ 621 – 712.2 : 621.313

MAŞINI ELECTRICE
CIRCUITE DE VENTILAŢIE
METODE DE DETERMINARE A DEBITELOR ÎN CANALE RADIALE

Stavarache, P. : **Metoda de rezolvare a circuitelor de ventilaţie la maşinile electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1979, p. 253

Se prezintă o metodă generală de determinare a circuitelor de ventilaţie la maşinile electrice, ca şi unele consideraţii privind cazurile de soluţionare a ei.

CZ 621.436 : 621.335.2

LOCOMOTIVA DIESEL-ELECTRICĂ
MOTOR DIESEL — GENERATOR SINCRON — REDRESOR

Burdubuş, Fl., Burdubuş, Ir., Popescu, A. : **Unele aspecte teoretice şi experimentale ale funcţionării în comun a ansamblului motor diesel-generator sincron — redresor cu aplicaţii la locomotiva diesel electrică CoCo 2 940 kW/2 250 kW (4 000 CP).**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1979, p. 261

Articolul cuprinde unele aspecte teoretice şi experimentale ale funcţionării în comun a motorului diesel-generator sincron-redresor, care au fost luate în consideraţie la realizarea noilor locomotive ca, şi citeva din problemele ce au trebuit să fie rezolvate pentru punerea în funcţiune a locomotivei de 4 000 CP.

CZ 621.316.5.066.33

ÎNTRERUPTOR TRIPOLAR
TEHNOLOGII
PROIECTARE

Diaconescu, Gh. : **Intreruptor tripolar tip UGF-12 Z 63 — OP**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1979, p. 267

Se prezintă aspecte specifice proiectării de întreruptoare destinate funcţionării în condiţii foarte severe de exploatare, precum şi rezultatele încercărilor efectuate pe aparatele realizate în întreprinderea „Electroputere" prin concepţie proprie, ca şi unele tehnologii noi de eficienţă economică şi tehnică sporită.

CZ 621.335.2 : 621.316.719.2

LOCOMOTIVE DIESEL-ELECTRICE
FRÎNA ELECTRODINAMICĂ
FORŢE DE FRÎNARE

Burdubuş, Ir. : **Frînarea electrodinamică a locomotivelor diesel — o nouă metodă de reglare a forţei de frînare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1979, p. 274

Avînd în vedere avantajele frînei electrodinamice, faţă de cea mecanică, pentru efectuarea traficului feroviar cu tonaje sporite şi la viteze mari, lucrarea tratează despre o nouă metodă de modificare a forţei de frînare a *LDE* cu aplicaţii atît la construcţiile noi, cît şi la cele existente.

CZ 621.335.2 : 621.316.7

LOCOMOTIVE DIESEL
REGULATOR ELECTRONIC
GENERATOR SINCRON

Popescu, A., Costache, H., Văduva, Gh. : **Bloc electronic de reglare pentru locomotive diesel.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1979, p. 279

Funcţionarea optimă în comun a motorului diesel cu generatorul la locomotivele diesel se realizează cu ajutorul regulatorului electronic de excitaţie şi al celui de tensiune, prezentate în această lucrare.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 394.46

Лику, И.: **Electroputere — представительная широкоизвестная в мире, румынская фирма**

E.E.A. – **Iectrotehnica 27**,№ 6, авг. 1979, стр. 236

Даётся обзор тридцатилетней деятельности предприятия ,,Electroputere'' — Craiova, которое внесло сполна свой вклад в развитие транспорта, энергетики и сельского хозяйства в нашей стране и в международном обмене материальных ценностей в области электротехники. Также, представляются перспективы дальнейшего развития предприятия.

УДК 621.17.2.027.3

ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС НА ИМПУЛЬС НАГРУЗКИ ПРИ ИМПУЛЬСОМ НАПРЯЖЕНИИ МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Рэдукан, И., Тома, Г.: **Методы определения нагрузок при переходном процессе на импульс напряжения в силовых трансформаторах**

E.EA. – **Electrotehnica 27**, № 6, авг. 1979. стр. 238

Работа включает результаты исследований, проведенных на предприятии ,,Electroputere'' — Craiova, при использовании электромагнитного моделирования и электронных вычислительных машин для исследования и определения нагрузок, появляющихся в обмотках силовых трансформаторов высокого напряжения.

УДК 621.3.027.317

ТЕХНИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ ТЕХНОЛОГИИ

Маринеску, А., Попескул, С., Габер, Е.: **Новые технолгии для испытания, измерения и получения высоких напряжений, разработанные в рамках высокольной лаборатории Научно-исследовательского центра Электропутере.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, № 6, авг. 1979 стр. 244

После представления непрерывного развития материальной базы, связанного с новыми международными реглементациями, работа представляет вклад, внесенный в разработку новой техники получения, измерения и испытания в области высоковольтной техники, большой важности для народного хозяйства.

УДК 621.32 : 621.31

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ ПРОЕКТИРОВАНИЕ С ПОМОЩЬЮ ЦВМ

Кристя, Н., Александру, Д., Коман, М.: **Использование ЦВМ в проектировании синхронных машин.**

E.E.A.– **Electrotehnica 27**, N №, авг. 1979. стр. 250

В статье указывается, что проектирование синхронных машин из производства I.E.P.C. включает две фазы: осуществление самых электро-магнитных расчетов, и осуществление вспомогательных расчетов. Характеристики, геометрические размеры и вытекающие параметры этих машин определяются с помощью ЦВМ.

УДК 621.712.2 : 621.313

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ВЕНТИЛЯЦИОННЫЕ ЦЕПИ МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАСХОДА В РАДИАЛЬНЫХ КАНАЛАХ

Ставараке, П.: **Метод определения вентиляпионных цепей в электричеких машинах.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, № 6, авг. 1979. стр. 253

Представляется метод определения вентиляционных сетей в электрических машинах, а также и некоторые соображения по практическому решению.

УДК 621.436 : 621.335.2

ДИЗЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОВОЗ ДИЗЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ — СИНХРОННЫЙ ГЕНАРАТОР — ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Бурдубуш, Фл., Бурдубуш, И., Попеску, А.: **Теоретические и экспериментальные аспекты совместной работы узла дизельный двигатель — синхронный генератор — выпрямитель — с применением на дизельном электровозе СО—СО 2 940 квт/2 250 квт (4 000 л.с.).**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, № 6, авг. 1979. стр. 261

Статья представляет некоторые теоретические и экспериментальные аспекты совместной работы дизельного двигателя — синхронного генератора — выпрямителя, которые учитывались при производстве новых видов локомотивов, и некоторые проблемы, подлежащие разрешению, для ввода в действие локомотива в 4 000 л.с.

УДК 621.316.5.066.33

ТРЕХПОЛЮСНОЙ ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Диаконеску, Г.: **Трёхполюсной выключатель типа UGF – 12 Z 63 OP.**

E.A.E. – **Electrotehnica 27**, № 6, авг. 1979. стр. 267

Излагаются специфические аспекты проектирования выключателей, предназначенных для работы в строгих условиях эксплуатации, а так же и результаты испытаний, проведенных на аппаратуре, реализированные на предприятии ,,Electroputere'' по собственной документации, описываются некоторые прогрессивные технологии с повышенной эффективностью и с высоким техническим уровнем.

УДК 621.335.2 : 621.316.719.2

ДИЗЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОВОЗ СИЛЫ ТОРМОЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ ТОРМОЗ

Бурдубуш, И.: **Электродинамическое торможение дизельного электровоза, новый методы регулирования силы тормджения.**

E.E.A – **Electrotehnica 27**, № 6, авг. 1979, стр. 274

Имея в виду выгоды электродинамического тормоза, в сравнении с механическим, для осуществления железнодорожных перевозок с повышенным тоннажем и при больших скоростях, работа представляет новый метод изменения силы торможения дизельного электровоза с применением как в новых конструкциях, так и в уже существующих.

УДК 621.335.2 621.316.7

ДИЗЕЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОВОЗЫ ЭЛЕКТРОННЫЙ РЕГУЛЯТОР ОПТИМАЛЬНОЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ

Попеску, А., Костаке, Х., Вэдува, Г.: **Электронный блок регулирования для дизельногного электровоза.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, № 6, авг. 1979. стр. 279

Оптимальное совместное функционирование дизельного мотора и генератора на дизельном электровозе осуществляется с помощью электронного регулятора возбуждения и электронного регулятора напряжения, представленных в данной работе.

INHALT

DK 394.46

Licu, I: **Electroputere — eine angesehene, weltbekannte rumänische Firma.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr 6, August 1979, S. 236

Es wird die dreissigjährige Tätigkeit des Unternehmens ,,Electroputere'' Craiova geschildert, das voll zur Entwicklung der Transport-und energetischen Industrie, der Landwirtschaft in unserem Land sowie zum internationalen Austausch materieller Werte im Bereich der Elektrotechnik beigetragen hat. Es werden ebenfalls die Entwicklungsaussichten des Unternehmens für die folgende Leitspanne angeführt.

DK 621.374.621.317.2.027.3

UBERGANGSVORGANG BEI SPANNUNGSIMPULSEN BELASTUNGEN BEI SPANNUNGSIMPULSEN BESTIMMUNGSMETHODEN

Răducan, I., Toma, Gh. : **Methoden zur Bestimmung der durch den Übergangsvorgang bei Spannungsimpulsen gegebenen Belastungen in Leistungstransformatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 6, August 1979, S. 238

Die Arbeit umfasst die Ergebnisse einiger im Unternehmen ,,Electroputere'' Craiova durchgeführten Untersuchungen, wobei die elektromagnetische Modellierung und die elektronischen Rechner zum Studium der Impulsspannungsverteilung und zur Bestimmung der in den Wicklungen der Hochspannungsleistungstransformatoren aufgetrettenen Belastungen verwendet wurden.

DK 621.3.027.317

HOCHSPANNUNGSTECHNIK TECHNOLOGIEN

Marinescu, A., Popescul, S., Gabor, E. : **Neue im Rahmen des Hochspannungslabors des CCSIT — Electroputere erarbeitete Technologien zur Prüfung, Messung und Erzeugnung von Hochspannungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 6, August 1979, S. 244

Nachdem die ununterbrochene, mit den neuen internationalen Regelungen verbundene Entwicklung der materiellen Bassis beschrieben wird, wird in der Arbeit der Beitrag zur Ausarbeitung einer neuen, für die Nationalökonomie besonders wichtigen, Technik zur Erzeugung, Messung und Prüfung im Bereich der Hochspannungstechnik geschildert.

DK 621.313-32:621.31

SYNCHRONMASCHINEN
PROJEKTIERUNG MIT DIGITALRECHNERN

Cristea, N., Alexandru, D., Coman, M. : **Einführung der Digitalrechner in die Projektierung der Synchronmaschinen.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 6, August 1979, S. 250

Im Artikel wird gezeigt, dass die Projektierung der Synchronmaschinen im Electroputere — Profil zwei Phasen umfasst : die Ausführung der eingentlichen elektromagnetischen Rechnungen und die Ausführung der Hilfsrechnungen. Die Kennzeichen, die geometrischen Abmessungen und die abgeleiteten Parameter dieser Maschinen werden mit Hilfe der Digitalrechner bestimmt.

DK 621–712.2 : 621.313

ELEKTRISCHE MASCHINEN
LÜFTUNGSKREISLÄUFE
METHODE ZUR BESTIMMUNG DER DURCHFLUSSMENGE IN RADIALKANALEN

Stavarache, P.: **Methode zur Bestimmung der Lüftungskreisläufe elektrischer Maschinen.**
E.E.A. – **Electrotehnia 27**, Nr 6, August 1979, S. 253

Es werden eine allgemeine Methode zur Bestimmung der Lüftungskreisläufe elektrischer Maschinen sowie einige Betrachtungen bezüglich ihrer Lösungsfälle geschildert.

DK 621.436 : 621.335.2

ELEKTRISCHE DIESELLOKOMOTIVE
DIESELOMOTOR-SYNCHRONGENERATOR — GLEICHRICHTER

Burdubuş, Fl., Burdubuş, Ir., Popescu, A. : **Einige theoretische und experimentelle Aspekte des gemeinsamen Betriebs der Einheit Dieselmotor-Synchrongenerator-Gleichrichter mit Anwendung an elektrischen Diesellokomotiven CoCo 2940 kW, 2250 kW** (4000 PS).
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 6, August 1979, S. 261

Der Artikel enthält einige theoretische und experimentelle Probleme des gemeinsamen Betriebs der Einheits—Synchrongenerators-Gleichrichters, die bei der Entwicklung der neuen Lokomotiven in Betracht gezogen wurden, und einige Probleme, die bei der Inbetriebsetzung der 4000 PS-Lokomotive gelöst werden mussten.

DK 621.316.5.066.33

DREIPOLIGER SCHALTER
TECHNOLOGIE
PROJEKTIERUNG

Diaconescu, Gh. : **Dreipoliger Schalter Typ UGF-12Z63-OP.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 6, August 1979, S. 267

Es werden spezifische Aspekte der Projektierung von Schaltern für sehr harte Betriebsbedingungen geschildert, sowie die Ergebnisse der Prüfungen, die an den im Unternehmen ,,Electroputere'' nach eigener Konzeption entwickelten Geräten durchgeführt wurden, als auch einige neue Technologien mit grösserer ökonomischer und technischer Wirksamkeit.

DK 621.335.2 : 621.316.719.2

ELEKTRISCHE DIESELLOKOMOTIVEN
BREMSKRÄFTE
ELEKTRODYNAMISCHE BREMSE

Burdubuş, Ir. : **Die elektrodynamische Bremsung der Diesellokomotiven eine neue Regelungsmethode der Bremskraft.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 6, August 1979, S. 274

Die Vorteile der elektrodynamischen Bremse der mechanischen Bremse gegenüber beim Eisenbahnverkehr mit gesteigerter Tonnage und grösser Arbeitsgeschwindigkeit in Betracht zeihend, behandelt die Arbeit eine neue Methode zur Modifizierung der Bremskraft des EDL, die sowohl bei Neukonstruktionen als auch bei den vorhandenen Anwendung findet.

DK 621.335.2 : 621.316.7

DIESELLOKOMOTIVEN
ELEKTRONISCHER REGLER
SYNCHRONGENERATOR

Popescu, A., Costache, H., Văduva, Gh. : **Elektronischer Regelblock für Diesellokomotiven.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, Nr. 6, August 1979, S. 279

Der gemeinsame Optimalbetrieb des Dieselmotors und des Generators der Diesellokomotive wird mit Hilfe des electronischen Magnetfeldregelrs und des Spannungsreglers erreicht, die in diesser Arbeit dargestellt werden.

CONTENTS

DC 394.46

Licu, I. : **Electroputee — The Romanian worl-wide known firm**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, p. 256

The Electroputere — Craiova Enterprise activity during a period of 30 years, extensively contributing to the development of the transport industry, energetics and agriculture of our country as well as to the international material values exchange in the electrical engineering area is received. The further development prospects of this enterprise are also discussed.

DC 621.374 : 621.317.2.027.3

PULSE TRANSITORY PROCESS
VOLTAGE PULSE STRESSES
ESTIMSATION METHODS

Răducan, I., Toma, Gh. : **Methods for the estimative evaluation voltage pulse transitory process stress power transformers.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, p. 244

The paper comprises the rezults of the research activity carried out at the ,,Electroputere'' — Craiova Enterprise using the electromagnetic simulation and electronic computers to evaluate the stress resulting from the high voltage power transformers windings.

DC 621.3.027.317

HIGH VOLTAGE TECHNIQUE
TECHNOLOGIES

Marinescu, A., Popescul, S., Gaber, E. : **New high voltage testing, measuring and generation technologies, drown up in the C.C.S.I.T. — Electroputere High Voltage Laboratory**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, p. 238

After describing the material foundation in continuous development in accordance with the international regulation, the paper shows the contribution to a new generation, of a measurement, and testing technique in the field of high voltages technique, particularly important for our national economy.

DC 621.313.32 : 631.31

SYNCHRONOU MACHINES
DIGITAL COMPUTER ASSISTED DESIGN

Cristea, N., Alexandru, D., Coman, M. : **Digital computer used in synhronous machines designing.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, p. 250

The article demonstrates that the synchronous machines designing of the Electroputere structure comprises two stages : the proper electromagnetic calculation and auxiliary calculation performance. The characteristics, the geometrical sizes anp the derived parameters of these machines are determined with the aid of the digital computer.

DC 621–712.2 : 621.313

ELECTRIC MACHINES
VENTILATION CIRCUITS
METHODS FOR RADIAL CHANELS
FLOW ESTIMATION

Stavarache, P. : **The method for electric machines ventilation circuits estimation.**
E..E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, p. 253

A general method to determine the electric machines ventilation circuits as well as some considerations to solve this problem are discussed.

DC 621.436 : 621.335.2

DIESEL-ELECTRIC LOCOMOTIVE
RECTIFIER—DIESEL MOTOR
SYNCHRONOUS GENERATOR

Burdubuş, Fl., Burdubuş, Ir., Popescu, A. : **Some theoretical and experimental aspects of the performance, with applications to the Diesel electric locomotive.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, p. 261

The article envisages some theoretical and experimental aspects of the Diesel motor-syncronous generator-rectifier unit common performance which were taken into account when the new locomotives were achieved, and some of the problems whith had to be solved to put the 4000 HP-one in service.

DC 621.316.5.066.33

TRIPLE-POLE SWITCH
TECHNOLOGIES
DESIGN

Diaconescu, Gh : **Triple-pole Switch type UGF—12 Z63—Op.**
E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, 267

Some aspects peculiar to the switch design destined for very severe operating conditions performance, as well as the results of the tests carried out upon the devices achieved at the Electroputere enterprise according to our own design, and some new increased technical and economical efficiency technologies are presented.

DC 621.335.719.2 : 621.316.2

DIESEL ELECTRIC LOCOMOTIVES
BRAKING FORCE
ELECTRODYNAMIC BRAKE

Burdubuş, Ir. : **The Electrodynamic braking action of the Diesel locomotives — a new brake force control method.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, p. 274

With the advantages of the electrodynamic brake system in view, compared to the mecanic one for the increased tonnage and high speed railway traffic, the paper describes a new breaking force changing methoy with application both in new structures as well as in the existing ones.

DC 621.335.2 : 621.316.7

DIESEL LOCOMOTIVES
ELECTRONIC REGULATOR
SYNCHRONOUS GENERATOR

Popescu, A., Costache, H., Văduva, Gh. : **Electronic control assenbly for the Diesel-locomotive.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, Aug. 1979, p. 279

The common Diesel motor and generator optimal performances is achieved by aid of the impulse electronic regulation and of the voltage regulator which are presented in this paper.

SOMMAIRE

CD 394.46

Licu, I. — **Electroputere — entreprise roumaine prestigieuse d'une renommée mondiale.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug. 1979, p. 233

On y passe en revue l'activité de 30 années de l'entreprise ,,Electroputere'' — Craiova contribuant au développement de l'industrie des transports, de l'énergétique et de l'agriculture de notre pays ainsi qu'à l'échange international de valeurs matérielles dans le domaine de l'électrotechnique. On y présente également les perspectives de développement de l'entreprise dans la période prochaine.

CD 621.374 : 621.317.2.027.3

PROCES TRANSITOIRE A L'IMPULSION
SOLLICITATIONS À L'IMPULSION DE TENSION
MÉTHODES DE DÉTERMINATION

Răducan, I., Toma, Gh. : **Méthodes de détermination des sollicitations dues au procès transitoire à l'impulsion de tensions dans les transformateurs de puissance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27** no. 6, Aug. 1979, p. 238

L'ouvrage contient les résultats de quelques recherches effectuées à l'enterprise ,,Electroputere'' — Craiova, utilisant le modélage électromagnétique et les calculateurs électroniques pour l'étude de la répartition de la tension d'impulsion et la détermination des sollicitations qui résultent dans les enroulements des transformateurs de puissance de haute tension.

CD 621.3.027.317

HAUTES TENSIONS TECHNIQUE
TECHNOLOGIES

Marinescu, A., Popescul, S., Gaber, E. : **Nouvelles technologies d'essai, mesure et génération des hautes tensions élaborées dans le cadre du laboratoire de haute tension du Centre de Recherchers de l'Electroputere.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, no. 6, Aug. 1979, p. 244

Après la description du développement continu de la base matérielle correlée aux nouvelles réglémentations internationales, on présente dans cet ouvrage la contribution à l'élaboration d'une nouvelle technique de génération, mesure et essai dans le domaine de la technique des hautes tensions ayant une importance toute spéciale pour l'économie nationale.

CD 621.313.32 : 621.31

MACHINES SYNCHRONES
DESIGN À CALCULATEUR DIGITAL

Cristea, N., Alexandru, D., Coman, M. : **L'utilisation des calculateurs digitaux dans le design des machines synchrones.**

E.E.A. – **Eletctroehnica 27**, no. 6, Aug. 1979, p. 250

Dans cet article on montre que le design des machines synchrones du profile Electroputere comporte deux phases : la réalisation des calculs électromagnétiques proprementdits et la réalisation des calculs auxiliaires. Les caractéristiques, les dimensions géométriques et les paramétres dérivés de ces machines sont déterminés au moyen du calculateur digital.

CD 621–712.2:621.313

MACHINES ELECTRIQUES
METHODES DE DETERMINATION
CIRCUITS DE VENTILATION

Stavarache, P. : **Méthode de détermination des circuits de ventilation aux machines électriques.**

E.E.A. – **lectrotehnica 27**, no. 6, aug. 1979, p. 253

On y présente une méthode générale de détermination des circuits de ventilation aux machines électriques ainsi que certaines considérations sur les cas de sa solution.

CD 621.436 : 621.335.2

LOCOMOTIVE DIESEL-ELECTRIQUE
MOTEUR DIESEL — GENERATEUR SYNCHRONE — REDRESSEUR

Burdubuş, Fl., Burdubuş, Ir., Popescu, A. : **Quelques aspects théoriques et expérimentaux du fonctionnement en commun de l'ensemble moteur diesel-générateur synchrone-rédresseur à application à la locomotive diesel électrique COCO 2940 kW 2250 kW (4000 CV).**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, no. 6, aug. 1979, p. 261

L'article comprend quelques aspects théoriques et expérimentaux du fonctionnement en commun du moteur diesel-générateur synchrone-rédresseur, dont on tient compte pour réaliser les nouvelles locomotives et quelques uns des problèmes qui ont dû être solutionnés pour la mise en fonction de la locomotive de 4000 CV.

CD 621.316.5.066.33

INTERRUPTEUR TRIPOLAIRE
TECHNOLOGIE
DESIGN

Diaconescu, Gh.: **Interrupter tripolaire type UGF — 12 Z 63 — OP.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, no. 6, aug. 1979, p. 267

On y présente des aspects spécifiques du design des interrupteurs destinés au fonctionnement dans des conditions très sevéres d'exploitation, ainsi que les résultats des essais effectués pour les appareils réalisés à l'entreprise ,,Electroputere'' par conception propre ainsi que quelques nouvelles technologies à efficience économique et technique accrue.

CD 621.335.2 : 621.316.719.2

LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRIQUES
FORCES DE FREINAGE
FREIN ELECTRODYNAMIQUE

Burdubuş, Ir. : **Freinage électrodynamique des locomotives diesel — une nouvelle méthode de réglage de la force de freinage.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, no. 6, aug. 1979, p. 274

Tenant compte des avantages du frein électrodynamique par rapport au frein mécanique pour effectuer le trafic ferroviaire à tonnages accrus et à grandes vitesses, l'ouvrage présente une nouvelle méthoe de modification de la force de freinage de LDE à application tant aux nouvelles constructions qu'aux constructions existentes.

CD 621.335.2 : 621.316.7

LOCOMOTIVES DIESEL
REGULATEUR ELECTRONIQUE
GÉNÉRATEUR SYNCHRONE

Popescu, A., Costache, H., Văduva, Gh. : **Bloc électronique de réglage pour la locomotive diesel.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, no. 6, aug. 1979, p. 279

Le fonctionnement optimal en commun du moteur diesel et du générateur aux locomotives diesel est réalisé au moyen du régulateur électronique d'excitation et du régulateur de tension, y présentés.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI
Electrotehnica nr. 6

„Electroputere" Craiova creatoare de şcoli de concepţie şi fabricaţie a unor produse electrotehnice româneşti

Ing. ALEXANDRU NECULA
Adjunct al ministrului industriei construcţiilor de maşini, şeful Departamentului industriei electronice şi electrotehnice

Odată cu împlinirea, în acest an, a 30 de ani de existenţă, întreprinderea „*Electroputere*" din Craiova, înfiinţată ca urmare a îndrăzneţelor programe ale P.C.R. de electrificare a întregii ţări şi de dezvoltare economică şi socială a tuturor ţinuturilor ţării, se prezintă astăzi cu realizări deosebite în dotarea cu echipamente electrotehnice a întreprinderilor industriale ale ţării şi a reţelelor de transport şi distribuţie a energiei electrice din România şi din multe alte ţări ale lumii, precum şi cu justificată mîndrie pentru contribuţia sa la modernizarea şi dezvoltarea transportului feroviar, a echipamentelor complexe şi, în general, la înflorirea industrială a ţării.

O caracteristică de bază a activităţii întreprinderii în cele trei decenii de producţie o constituie crearea unei adevărate şcoli în concepţia şi fabricarea de produse electrotehnice.

În domeniul transformatoarelor electrice de forţă au fost achiziţionate doar două licenţe pentru un transformator monofazat de 40 MVA şi un autotransformator trifazat de 200 MVA, ambele la tensiunea de 220 kV. În prezent, există în fabricaţie numai transformatoare de concepţie proprie de la puterea de 1 000 kVA pînă la 400 000 kVA şi de la tensiunea de 0,4 kV pînă la 400 kV, transformatoarele asimilate după licenţă fiind deja înlocuite cu altele modernizate prin efortul propriu al colectivului de specialitate din cadrul Centrului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică (CCSIT), care activează pe lîngă întreprindere. Aceasta dovedeşte forţa de concepţie a colectivului, ridicarea nivelului tehnologic al uzinelor condiţii de bază pentru promovarea unor soluţii moderne, competitive.

Dintre numeroasele creaţii ale şcolii de transformatoare se pot enumera: seria de transformatoare de distribuţie pînă la 1 600 kVA şi pînă la 22 kV, seria de transformatoare de 2,5 MVA pînă la 63 MVA şi 110 kV, transformatoarele de la 80 MVA la 400 MVA cu tensiuni de 220 kV şi 400 kV, asimilarea unor transformatoare speciale în scopul eliminării importului (printre care se remarcă transformatoarele antigrizutoase de 250 şi 400 kVA, transformatoarele uscate pînă la 1 000 kVA, transformatoarele pentru cuptoarele cu inducţie şi cu arc pînă la 20 t/şarjă), a transformatoarelor de 50 MVA pentru cuptorul cu arc de 100 t/şarjă, ş.a.

Încă din anul 1956, cînd se fabrica primul transformator încercat la impuls de tensiune s-a creat tradiţia, continuată pînă în prezent, de cercetare experimentală şi teoretică a fenomenelor tranzitorii la impuls de tensiune. În acest domeniu, şcoala de transformatoare a adus contribuţii proprii la modelarea electromagnetică (combinată) şi şi-a dezvoltat metode proprii de calcul al distribuţiei tensiunii de impuls, utilizînd pentru rezolvarea modelelor matematice, calculatorul electronic FELIX C—256, existent în dotarea întreprinderii.

În mod asemănător au fost cercetate solicitările care iau naştere la scurtcircuit brusc, pînă în prezent fiind deja rezolvată problema rezistenţei la scurtcircuit a transformatoarelor din seria pînă la 1 600 kVA şi sînt în curs de dezvoltare celelalte tipuri de transformatoare. Utilizarea calculatorului şi a tehnicii de modelare au devenit elemente ce nu lipsesc niciodată la pregătirea unui nou produs.

O a doua şcoală dezvoltată la „Electroputere" în aceste decenii de existenţă este şcoala de concepţie şi fabricaţie a maşinilor electrice rotative. Prin eforturi proprii se concep şi se fabrică serii unitare de motoare electrice asincrone pînă la 2 500 kV la tensiunea 6 kV şi turaţia 3 000 rot/min de generatoare sincrone pînă la 5 000 kVA şi 6 kV, motoare de curent continuu din gabaritele 814, 816, 818, 620, 622 şi 624, precum şi motoare de c.c. specializate de 1 000 kW şi peste.

Utilizarea acestor motoare în cele mai diverse domenii ale industriei românești, ca de exemplu, termocentrale, irigații, mori de ciment, metalurgie (laminoare), mine, foraj etc, dovedesc capacitatea colectivelor de concepție și de fabricație de a adapta mașinile electrice pentru a fi capabile să funcționeze în cele mai grele condiții.

Comparate cu produsele unor firme renumite din străinătate, mașinile fabricate la „Electroputere" se remarcă atît din punct de vedere al performanțelor realizate, cît și din punct de vedere al consumului redus de materiale utilizate, ceea ce constituie una din trăsăturile principale ale construcției de mașini electrice la întreprinderea craioveană.

În domeniul locomotivelor electrice și diesel-electrice și în domeniul aparatajului electric de înaltă tensiune, întreprinderea „Electroputere" a asimilat produse pe bază de licență care au fost permanent îmbunătățite și modernizate, în ultima vreme trecîndu-se în mod activ la concepția și fabricația prin eforturi proprii a unor produse noi, ca de exemplu, LDE 4 000 CP și LDE 3 000 CP, întreruptoarele IO—72,5 kV la 250 A și IO—12 kV la 4 000 A, transformatoarele de curent de 35 kV la 4 000 A și 70 000 A și separatoarele de 35 kV la 4 000 A, ultimele două fiind destinate metalurgiei, celule antigrizutoase de 7,2 kV, contactoare de medie tensiune în aer, scurtcircuitoare pentru locomotive, serii de siguranțe fuzibile, noi tipuri de condensatoare de forță.

Toate aceste realizări nu ar fi fost posibile fără baza de cercetare și de încercări de care dispune întreprinderea și centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică.

Modernul Laborator de înaltă tensiune (LIT), dispune de utilaje de încercare cu tensiune alternativă de 1,2 MV, 1200 kVA (cascadă formată din două transformatoare), instalație de încercare cu tensiune indusă de 0—132 kV și frecvența de 25—150 Hz la o putere de 2 500 kVA, o instalație de încercare la impuls de tensiune de 330 kWs și 4,2 MV etc.

În curs de execuție la acest laborator se află cîmpul exterior de încercări care va permite determinarea caracteristicilor de fiabilitate a produselor, prin verificări de lungă durată a siguranței în funcționare a transformatoarelor și a aparatajului electric de înaltă tensiune.

De aceeași importanță ca LIT, Laboratorul de mare putere (LMP) din cadrul CCSIT dotat cu trei generatoare de scurtcircuit, fiecare furnizînd la borne o putere de scurtcircuit de 2 500 MVA. Aceste generatoare pot funcționa separat, sau cîte două, ori toate trei în paralel.

Cele nouă transformatoare monofazate asigură încercări de scurtcircuit brusc în transformatoare sau putere de rupere în aparatajul electric, pînă la tensiunea de 245 kV, în schemă monofazată, sau 175 kV, în schemă trifazată.

Valorile efective ale curentului simetric de încercare la stabilitate termică și dinamică variază de la 50 kA pînă la peste 250 kA, funcție de reactanța aparatelor supuse încercării.

În perspectiva anilor viitori, marile sarcini care revin întreprinderii pentru dotarea cu echipamente electrotehnice a industriei românești, a rețelelor de transport și distribuție a energiei electrice, precum și livrările la export impun concepției, fabricației și compartimentelor de încercări să-și intensifice eforturile pentru : dotarea standului de încercări de la transformatoare cu grupul de 50 MVA, asimilarea transformatoarelor la tensiunea de 750 kV, asimilarea, la nivel tehnic corespunzător cerințelor, a echipamentelor pentru centrale atomoelectrice, trecerea la tracțiunea curent alternativ — curent alternativ în cadrul locomotivelor, realizarea vehiculelor cu motor liniar și a vehiculelor cu sustentație magnetică, asimilarea aparatajului în SF_6 și, în general, modernizarea întregii producții, dezvoltarea echipamentelor electrice pentru instalații de foraj, utilizînd cele mai noi tehnologii pentru ca produsele realizate să aibă performanțe tehnice și consum de materiale comparabile cu produsele realizate la cel mai înalt nivel în lume.

Astăzi, la confluența dintre deceniul al treilea și cel de al patrulea de activitate bogată a întreprinderii „Electroputere" — Craiova, îmi exprim speranța unor succese tot mai mari, fiind convins că toate colectivele de cercetare, proiectare, fabricație vor dovedi și în viitor că se ridică la nivelul încrederii pe care o acordă conducerea de partid și de stat sectorului electrotehnic.

La mulți ani, tovarăși de la „Electroputere"!

Anul acesta, una dintre cele mai mari unități productive și de creație tehnică ale industriei noastre electrotehnice — întreprinderea „ELECTROPUTERE" — Craiova — împlinește trei decenii de existență și activitate.

Creație a noii orînduiri socialiste, această nouă citadelă a clasei muncitoare a contribuit la ridicarea industrial-economică a uneia dintre zonele slab dezvoltate în trecut. De-a lungul celor trei decenii de existență și activitate — deci, de mai bine de un sfert de veac, din chiar etapa actului istoric al naționalizării, din iunie 1948 — acest nucleu muncitoresc a avut și are un aport esențial la îndeplinirea și depășirea planurilor economice, la aplicarea exemplară în viață a hotărîrilor și sarcinilor partidului și statului. Dar, ceea ce ne-am obișnuit să numim, personificînd-o aproape, uzina, „ELECTROPUTERE" — reprezintă astăzi, nu numai o puternică unitate productivă, cu o zestre tehnică proeminentă, modernă și zeci de mii de oameni ai muncii, ci și un stil de viață și muncă, dovedite de realizările de prestigiu tot mai numeroase.

De altfel, de aici de la întreprinderea „ELECTROPUTERE"—Craiova au pornit inițiative valoroase menite să conducă la traducerea întocmai și operativă în viață a hotărîrilor și sarcinilor istoricelor Congrese al IX-lea, al X-lea și al XI-lea ale partidului, ale Conferințelor naționale și ale Plenarelor Comitetului Central. Aici, tovarășul Nicolae Ceaușescu, secretarul general al partidului, a făcut adeseori vizite memorabile și a ținut cuvîntări menite să rămînă, prin fondul lor de idei creatoare și de patos revoluționar comunist, în istoria modernă a țării și a mișcării revoluționare mondiale. Iar rezultatele tehnice ale uzinei, a fabricilor noi create, multe din ele pe baza concepției de cercetare proprii a puternicului colectiv de cercetare de aici, atestate prin aparataj de înaltă performanță, motoare normale și speciale, echipamente de tracțiune, echipamente pentru metalurgie, foraj ș.a., atestă vigoarea creației tehnico-științifice de aici și înțelegerea în fond a sarcinilor ce stau în fața constructorilor de mașini.

Nucleu de bază al domeniului electrotehnic, întreprinderea „ELECTROPUTERE" se impune și ca o unitate de seamă a industriei construcțiilor de mașini. Ea este un partener important și statornic al atîtor și atîtor domenii, contribuind cu produse și tehnologii cu caracter electrotehnic la realizarea unor instalații și echipamente complexe.

Ca principal pivot al creației tehnico-științifice de profil electrotehnic din țara noastră, el însuși pregătindu-se ca în anul 1980 să aniverseze treizeci de ani de existență și activitate, ICPE — a colaborat și colaborează și astăzi în mod direct la realizarea și ridicarea nivelului de calitate și competitivitate al unor produse specifice de bază, cele mai multe dintre ele destinate exportului complex.

Cu prilejul sărbătoririi a 30 de ani de existență și activitate a întreprinderii „ELECTROPUTERE", colectivul de redacție al revistei „Electrotehnica, Electronica, Automatica" — în numele tuturor specialiștilor din electrotehnică, electronică și automatizări — urează colectivului de specialiști craioveni — muncitori, ingineri, tehnicieni — un călduros „*LA MULȚI ANI*", dorindu-le noi și noi succese de prestigiu și în viitor, pentru afirmarea plenară a electrotehnicii românești.

Redactor responsabil
dr. ing. FLORIN—TEODOR TĂNĂSESCU
Director ICPE—București

„Electroputere"—firmă românească de prestigiu, cunoscută în toată lumea

ION LICU — director general al Centralei industriale de mașini și aparataje electrice — Craiova

„Electroputere" Craiova — întreprindere socialistă cu profil electrotehnic, împlinește, în partea a doua a acestui an, trei decenii de existență. Momentul aniversar permite evidențierea aportului ei la transpunerea în fapt a politicii Partidului Comunist Român de industrializare a țării și de creare a bazei tehnico-materiale, necesară vastului program decenal de electrificare din perioada anilor 1950—1960.

Începuturile acestei adevărate cetăți a industriei electrotehnice din zilele noastre au fost foarte modeste. De la primele motoare cu puteri de cel mult 10 kW, realizate în trimestrul II 1950, și pînă la produsele de mare complexitate existente în profilul actual de fabricație, întreprinderea parcurge etape caracterizate prin continua ridicare a nivelului tehnic și calitativ al produselor, ceea ce a permis consolidarea prestigiului de care se bucură azi în țară și peste hotare.

În primul deceniu de activitate are loc conturarea profilului său electrotehnic, prin ieșirea pe porțile tinerei întreprinderi românești a primului electrocar, a primului transformator, a primei locomotive de mină, a primului întreruptor, a primului tramvai, a primului grup electrogen.

Urmează un deceniu de afirmare și consacrare cînd „Electroputere" cunoaște o dezvoltare rapidă a capacităților de producție prin construirea de noi hale industriale, dotate cu utilaje și instalații moderne de mare productivitate. În această perioadă progresul evident al calității este materializat în creșterea volumului de producție de peste 10 ori, a patra parte din aceasta fiind destinată exportului. Se trece la asimilarea unor produse de importanță deosebită pentru economia națională cum sînt: locomotivele diesel-electrice de 2 100 CP, compensatoarele de 5 000 kVAr, aparatajul electric și transformatoarele cu puteri pînă la 200 MVA și tensiune pînă la 220 kV.

Ajungînd la maturitate tehnică întreprinderea se dovedește din ce în ce mai utilă, ca principal furnizor de echipamente pentru industria României, ce cunoaște un ritm înalt de dezvoltare. Astfel, în perioada 1966—1975

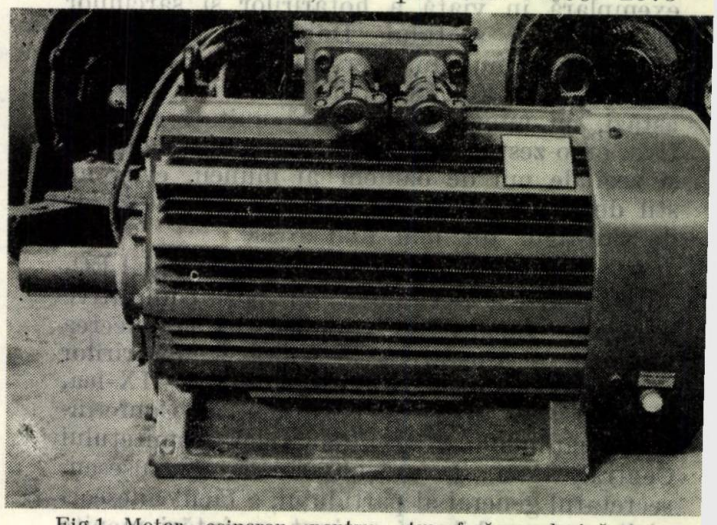


Fig.1. Motor asincron pentru atmosferă explozivă — cu siguranță mărită tip MIB2 Ex e II T2 280 kW 1500 rot/min 380—660 V.

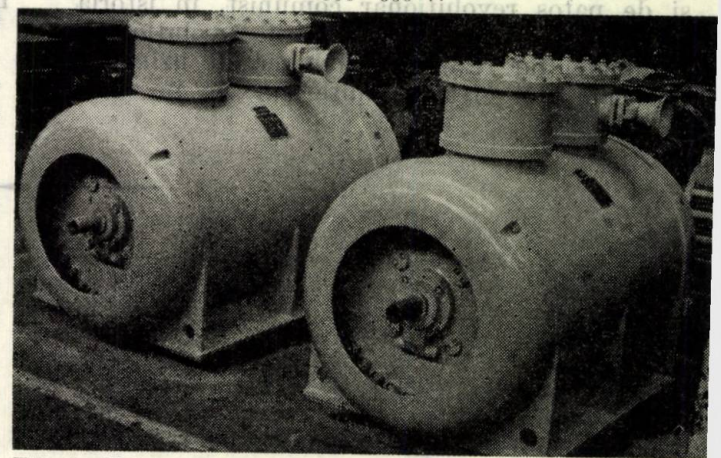


Fig. 2. Motoare asincrone în capsulare antideflagrantă tip MIE Ex dII B T4 315 kW 3000 rot/min 6 kV.

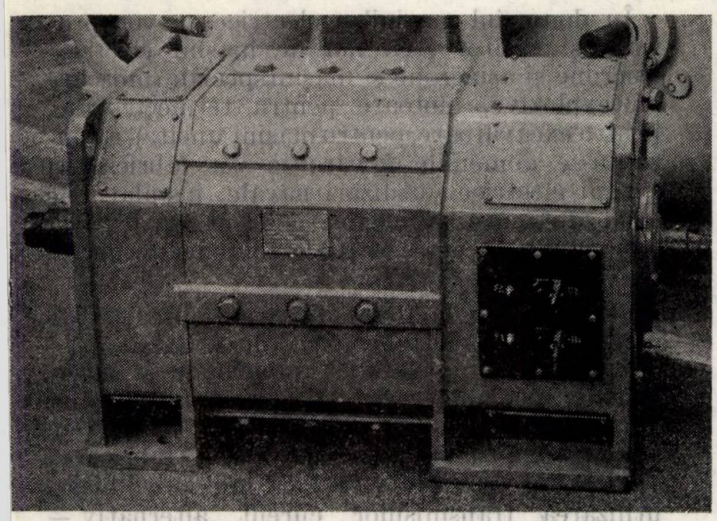


Fig. 3. Motor pentru metalurgie tip MCM 816—20 150 kW 480/1200 rot/min 440 V.

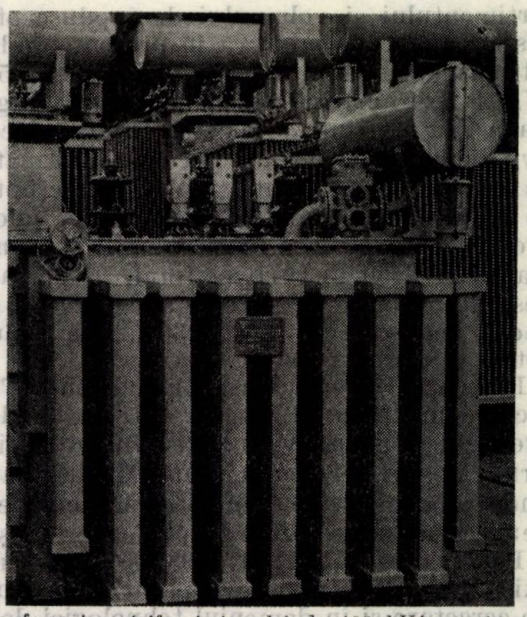


Fig. 4 Transformator trifazat în ulei de 400 kVA pentru cuptoare cu inducție.

întreaga industrie a țării și sistemul energetic național beneficiază de produsele ce poartă marca „Electroputere" — Craiova, renunțîndu-se treptat la importuri. Nomenclatorul de fabricație al întreprinderii se completează cu motoare electrice de puteri pînă la 1 600 kW, pentru fabricile de ciment și sistemul de irigații, transformatoare de 50 MVA, pentru Combinatul siderurgic-Hunedoara, transformatoare-bloc de 90 MVA, pentru hidrocentralele „Porțile de Fier" și „Lotru", transformatoare de 250 MVA, pentru termocentrala Rogojelu, și de 125 MVA, pentru Combinatul siderurgic-Galați, precum și locomotive electrice de 5 100 kW. Una din realizările de vîrf a acestor ani este asimilarea transformatoarelor de putere și a aparatajului electric la tensiunea de 400 kV, ceea ce a făcut posibilă trecerea sistemului energetic național la o treaptă superioară de tensiune și echiparea marilor termocentrale Rogojelu, Turceni și Brăila cu transformatoare-bloc de 400 MVA, executate tot la „Electroputere".

În actualul cincinal la întreprinderea „Electroputere" există serioase preocupări de introducere a progresului tehnic în vederea obținerii unor însemnate sporuri de producție și a creșterii eficienței economice. În acest scop, pe lîngă o diversificare accentuată, s-a trecut la asimilarea unor produse și tehnologii noi ca transformatoare și motoare electrice pentru metalurgie, locomotive diesel-electrice de 3 000 și de 4 000 CP, rame electrice suburbane, celule și stații mobile în construcție antigrizutoasă, cuptoare electrice pentru topit oțel.

În toți acești ani „Electroputere" a participat activ și la schimbul internațional de valori materiale în domeniul electrotehnicii. Încă din 1957 se înregistrează primele realizări la export, după care asistăm la o creștere an de an a

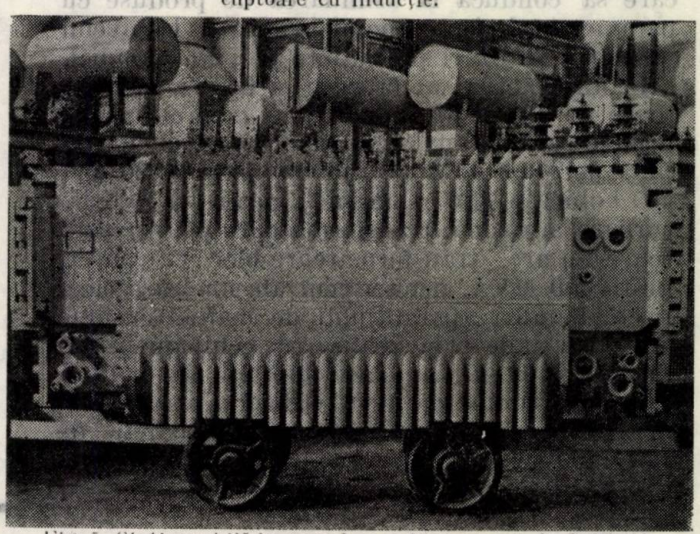


Fig 5. Stație mobilă în capsulare antigrizutoasă de 250 kVA, 6/0,4 kV.

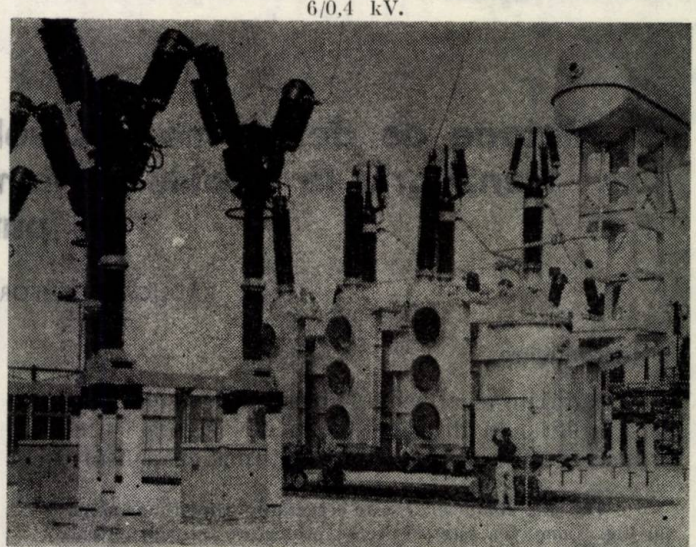


Fig. 6. Echipament electric fabricat de ELECTROPUTERE, într-o stație de transformare.

sortimentului și volumului de produse oferite peste hotare, ajungînd ca în prezent produsele întreprinderii să fie exportate în peste 35 țări (U.R.S.S., China, R.F.G., India, R.D.G., Iugoslavia, Anglia etc.) într-o gamă foarte largă: locomotive diesel-electrice și electrice, transformatoare de putere pînă la 400 MVA, întreruptoare de înaltă tensiune, mașini electrice etc. Valoarea produselor exportate în 1979 va fi de două ori mai mare decît în 1971, pe total, iar pe valută-vest de 50 ori mai mare față de aceeași perioadă, reprezentînd peste 30% din volumul total al întreprinderii.

Prezența întreprinderii „Electroputere" s-a făcut simțită și la tîrguri internaționale de prestigiu ca: Hanovra, Paris, Bilbao, Leipzig, Brno, Moscova, Teheran, Cairo, Manila, Damasc unde produsele sale s-au bucurat întotdeauna de aprecieri binemeritate din partea specialiștilor.

Pentru perioada 1981—1985 și în continuare există preocupări majore în aplicarea unor lucrări de cercetare și în domeniul tehnologiei de vîrf, care să conducă la asimilarea de produse cu parametri tehnico-economici ridicați, la nivelul ultimelor realizări și tendințe pe plan mondial.

Profilul actual al fabricației de transformatoare de putere se va completa cu produse noi printre care: transformatoare uscate cu puteri pînă la 2 000 kVA și tensiuni pînă la 20 kV, cu bobinaje din aluminiu, profil și bandă, turnate în rășină, transformatoare pentru cuptoare cu arc, transformatoare-bloc cu puteri peste 400 MVA, pentru centrale nucleare electrice. Familia aparatajului de înaltă tensiune se va extinde prin realizarea echipamentului de 220—400 kV în hexafluorură de sulf, a seriei de contactoare cu stingerea arcului în aer, a descărcătoarelor cu suflaj magnetic de 110—400 kV ș.a.

În domeniul mașinilor electrice se vor proiecta și realiza serii noi de mașini electrice sincrone și asincrone și mașini speciale (motoare antiexplozive, motoare pentru termocentrale, pentru excavatoare, pentru mașini-unelte), extinzîndu-se domeniile în care se vor fabrica noi mașini electrice: utilizări navale, instalații de foraj de mare adîncime, metalurgie, irigații, basculante de mare capacitate, centrale nucleare.

Se va continua diversificarea fabricației de vehicule de tracțiune prin dezvoltarea producției de rame electrice suburbane și interurbane, locomotive electrice de manevră și se vor ataca domenii noi ale tehnicii de vîrf în tracțiune, prin experimentarea și fabricarea vehiculelor de mare viteză cu motoare liniare, utilizarea transmisiilor curent alternativ — curent alternativ la locomotivele diesel electrice și tiristorizarea locomotivelor electrice.

Se va dezvolta și diversifica domeniul de fabricație a echipamentelor complexe, executîndu-se stații de alimentare pentru metrou, echipamente pentru instalații de foraj terestre și marine, diversificîndu-se aplicarea electronicii de putere și diferitele domenii ale instalațiilor complexe.

La sărbătorirea a 30 de ani de activitate ca întreprindere socialistă, colectivul de peste 12 000 oameni ai muncii din Electroputere își strînge și mai mult rîndurile, mobilizîndu-se pentru îndeplinirea și depășirea sarcinilor deosebite încredințate de conducerea de partid și de stat, personal de secretarul general al P.C.R. — tovarășul Nicolae Ceaușescu — cu ocazia vizitelor de lucru, în această mare unitate electrotehnică a țării.

C.Z 621.374 : 621.317.2.027.3

PROCES TRANZITORIU LA IMPULS
SOLICITĂRI LA IMPULS DE TENSIUNE
METODE DE DETERMINARE

Metode de determinare a solicitărilor date de procesul tranzitoriu la impuls de tensiune în transformatoare de putere

IONEL RĂDUCAN, GHEORGHE TOMA* — Craiova

Introducere

Solicitările electrice intime ale diferitelor subansamble și în diferite locuri ale izolației unui transformator se pot predetermina cu ajutorul modelelor electromagnetice (combinate) sau prin calcule, cu ajutorul modelelor matematice.

Avînd în vedere că determinarea solicitărilor la impuls de tensiune trebuie să fie cît mai exactă pentru ca, pe de o parte, izolația transformatorului să reziste acestor solicitări, iar pe de altă parte, dimensionarea să fie cît mai economică, cercetările românești în acest dome-

* Dr. ing. *Răducan, I.* este cercetător științific principal, iar ing. *Toma, Gh.* este șef atelier proiectare transformatoare la Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere" — Craiova.

niu au condus la metode mai precise de calcul, contribuțiile proprii constînd, printre altele, și în lărgirea domeniului de aplicabilitate a unor metode cărora li s-a imprimat un caracter de generalitate și de tratare unitară a tuturor cazurilor practice concrete ale structurilor de izolație, utilizate în țara noastră la fabricația transformatoarelor.

În cele ce urmază vor fi expuse o serie de rezultate concrete obținute la întreprinderea „Electroputere" — Craiova, mai întîi ale cercetărilor fenomenelor tranzitorii la impuls de tensiune, utilizînd modele și apoi metode de calcul perfecționate, bazate pe modele matematice rezolvabile cu mijloacele moderne de calcul (calculatoarele electronice).

1. Modelarea electromagnetică

Bazele modelului electromagnetic (combinat) au fost puse de Abetti [1]. Un model electromagnetic (combinat) constă dintr-o combinație între un model geometric și o rețea de condensatoare convenabil conectate în anumite puncte ale modelului geometric.

Relațiile între coeficienții de similitudine au fost deduse pornind de la ecuațiile lui Maxwell [1] sau utilizînd analiza dimensională [2].

Rezultatele acestora se pot concentra în următoarele două condiții :

$$\mu \sigma l^2 = t, \tag{1}$$

$$\mu \varepsilon l^2 = t^2 \tag{2}$$

unde : l, t, μ, ε, σ sînt factorii de similitudine pentru dimensiunile geometrice, timp, permeabilitate magnetică, constanta dielectrică și conductibilitate.

De obicei se renunță la condiția (1) pentru că pierderile prin curenți de conducție au efect neglijabil asupra desfășurării fenomenelor tranzitorii la impuls de tensiune, dar din condiția (2) care se referă la curenții de deplasare, originalitatea introdusă în [1] constă în faptul că ε poate fi ales arbitrar și, deci, scara timpului devine independentă de scara dimensiunilor geometrice.

Dacă în (2) se ia $\mu = 1$, rezultă :

$$t = l\sqrt{\varepsilon}, \tag{3}$$

și dacă în continuare se ia $t = 1$ rezultă :

$$\varepsilon = \frac{1}{l^2}, \tag{4}$$

iar :

$$C = \frac{1}{l}. \tag{5}$$

Relația (5) definește coeficientul de similitudine pentru capacități în cazul cînd coeficientul de similitudine a numărului de spire $N = 1$.

În comparație cu modelul geometric care nu conține rețeaua de capacități, modelul electromagnetic (combinat) prezintă următoarele avantaje principale :

— scara timpului putînd fi aleasă arbitrar, se pot utiliza generatoarele de impulsuri repetate normale ;

— partea de model geometric a modelului electromagnetic afectează numai reducerea dimensiunilor bobinei, nu și dimensiunile conductorului și izolația acestuia ;

— deoarece $C = \frac{1}{l}$, iar l este subunitar, rezultă că partea de rețea de condensatoare are capacități mărite față de original și astfel se micșorează influența capacităților conductoarelor de legătură și ale oscilografului, deci scad erorile de măsurare ;

— se păstrează cuplajele inductive prin bobinele model geometric și, deci, nu mai sînt necesare calcule intermediare ale inductivităților.

Un exemplu de model electromagnetic realizat, și cu ajutorul căruia a fost cercetat autotransformatorul de 400 MVA—400/231 kV se poate vedea în figura 1 (partea de jos a fotografiei).

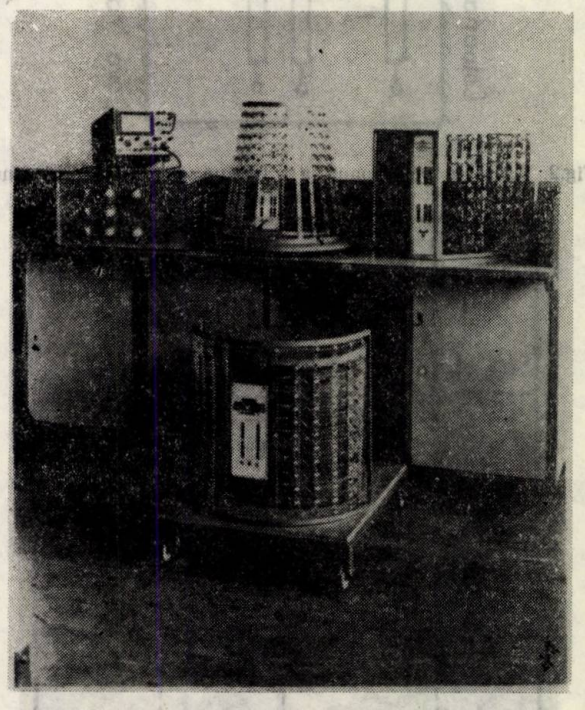


Fig. 1. Fotografia modelului electromagnetic (combinat) al autotransformatorului de 400 kV.

Modelul realizat este monofazat, iar proiectarea lui s-a făcut pentru coloana din mijloc a autotransformatorului trifazat.

Factorii de similitudine aleși în proiectarea acestui model sînt următorii :

— pentru lungimi $l = \frac{1}{5}$;

— pentru timp $t = 1$;

— pentru numărul de spire $N = 1$;

— pentru capacităţi $C = \frac{t^2}{N^2 \cdot l} = 5$.

Rezultatele obţinute pe acest model sînt date în capitolul 4, unde se face o comparaţie cu rezultatele obţinute prin calcul.

2. Metoda de calcul a repartiţiei iniţiale a tensiunii de impuls

Ipoteze de calcul

a. Se consideră pe o coloană a miezului, numărul real s de bobine concentrice ca în figura 2 şi schema echivalentă capacitivă corespunzătoare, ca în figura 3.

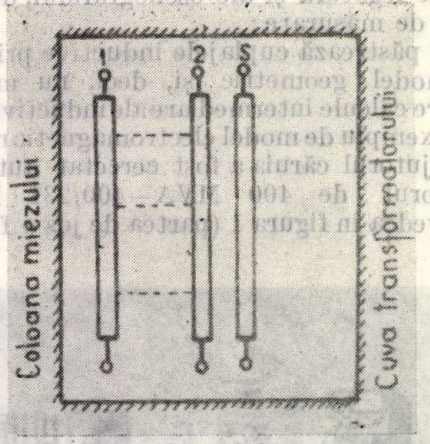


Fig.2. Aşezarea pe coloană a s bobine concentrice ale unui transformator.

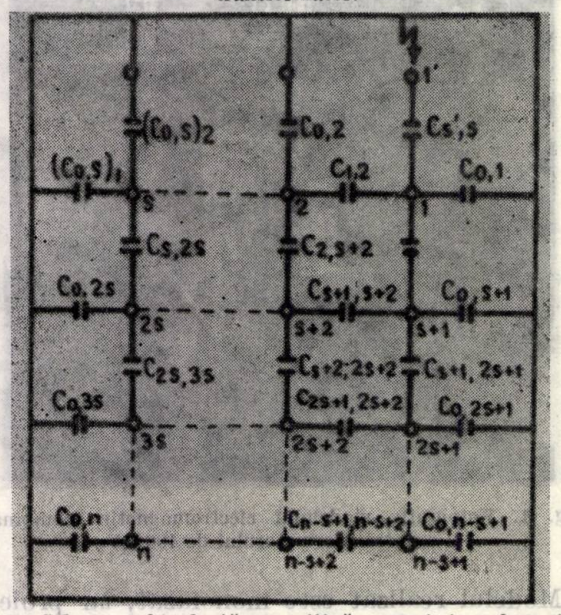


Fig.3. Schema echivalentă capacitivă a unui transformator cu s bobine concentrice pe coloană: 1, 2, ..., s, ..., n — — nodurile reţelei; $C_{i,j}$(cu $i \neq j$; $i = 1,2, \ldots, n-1$; $j = 2, 3, \ldots, n$) — capacităţile dintre noduri; $C_{0,1}$; ...; $C_{0,n}$ — capacităţi către masă.

Metodele clasice cunoscute, consideră numai capacităţile serie şi către masă ale unei singure înfăşurări (înfăşurarea analizată cu schema echivalentă capacitivă ca în figura 4).

Analizînd aceste scheme, se constată că ipoteza adoptată în această lucrare elimină o serie de aproximări legate de neglijarea influenţei celorlalte înfăşurări din fereastră, asupra înfăşurării analizate.

Această ipoteză are ca rezultat două avantaje faţă de metodele clasice şi anume:

— creşte precizia calculelor cu 5—10%;

— metoda devine aplicabilă şi în cazul transformatoarelor cu reglaj sub sarcină, ca şi al autotransformatoarelor (fig. 5).

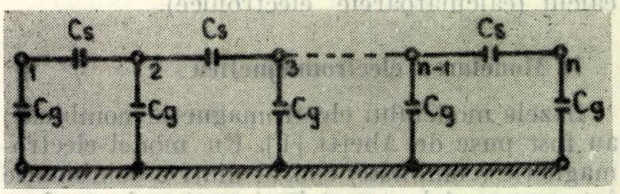


Fig. 4. Schema echivalentă capacitivă a unui transformator conform teoriilor clasice: C_s — capacităţi serie; C_g — capacităţi către masă.

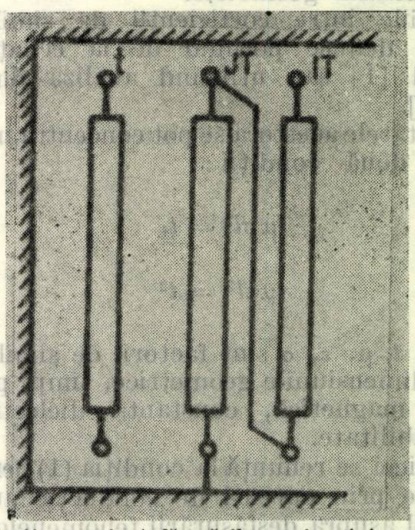


Fig. 5. Secţiune prin înfăşurările unui autotransformator: IT — înfăşurarea de înaltă tensiune; JT — înfăşurarea de joasă tensiune; t = înfăşurarea terţiară.

În cadrul acestei prime ipoteze pot exista orice fel de conexiuni între cele s bobine din figura 2, metoda căpătînd un caracter de generalitate şi inedit.

b. Fiecare înfăşurare se împarte într-un număr finit de elemente de calcul, cu valori discrete ale parametrilor.

Ipoteza diferă de metodele clasice care consideră înfăşurarea împărţită în număr infinit de elemente. Condiţiile de frontieră în acest caz sînt date prin valorile cunoscute ale potenţialelor marginale.

c. Înfăşurările pot să fie omogene sau nu. Prin această ipoteză se face posibilă aplicarea metodei la orice tip de înfăşurare continuă

întreţesută sau nu, cu sau fără izolaţie întărită la intrare, cu număr de spire egal sau nu.

d. Unda de impuls aplicată se consideră a fi unda treaptă unitate.

Relaţii de calcul utilizate

Deducerea sistemului de ecuaţii se face utilizînd metoda diferenţelor finite prin scriere sub formă de serie Taylor a potenţialului fiecăruia din cele patru noduri vecine unui nod (i, j), în funcţie de potenţialul acestui nod şi de derivatele lui.

Se ajunge, în final, la următorul sistem de ecuaţii scrise sub formă matriceală :

$$[A] \cdot [u] = [c], \tag{6}$$

unde :

$$[u] = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_s \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} \qquad [c] = \begin{bmatrix} c_{1,1} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix},$$

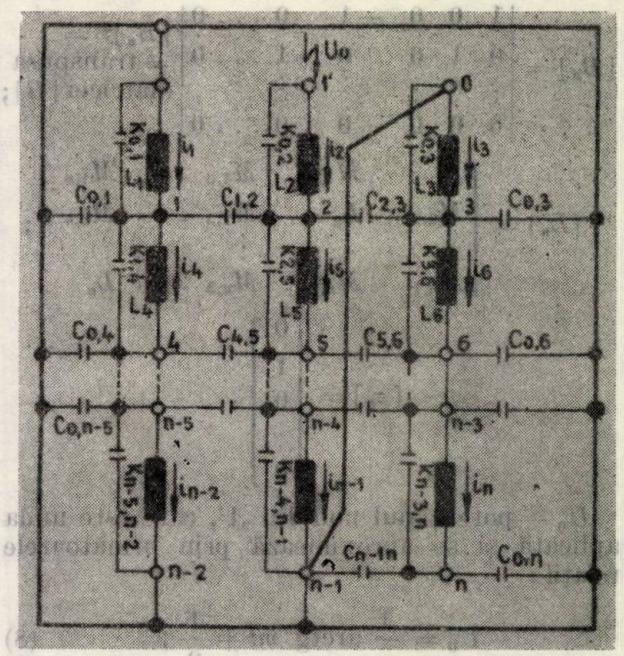


Fig. 6. Schema echivalentă cu parametri concentraţi a unui autotransformator cu reglaj sub sarcină : 1, 2, ..., n — nodurile reţelei ; $C_{0,1}$; ... ; $C_{0,n}$ — capacităţi către masă ; $K_{0,1}$; $K_{0,2}$; ... $K_{n-3,n}$ — capacităţi serie.

$$[A_n] = \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & 0 & 0 & a_{1,s+1} & 0 & \cdots & 0 \\ a_{2,1} & a_{2,2} & a_{2,3} & 0 & 0 & a_{2,s+2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{s+1,1} & 0 & 0 & 0 & a_{s+1,s+1} & a_{s+1,s+2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & a_{n,n} \end{bmatrix}.$$

Se observă că matricea $[A_n]$ este de tip bandă, adică numai un anumit domeniu al ei, care trece prin matrice ca o bandă, este diferit de zero.

Rezultatele obţinute în cazuri concrete, după rezolvarea pe calculator a programului în limbaj FORTRAN elaborat pentru ecuaţia (6), sînt date în capitolul 4.

3. Metoda de calcul a repartiţiei maximelor tensiunii de impuls faţă de masă

Ipoteze de calcul

a. Prima ipoteză este identică cu ipoteza a) de la capitolul 2. Schema echivalentă ce rezultă pentru cazul din figura 5 este redată în figura 6.

b. Se neglijează cuplajele capacitive (altele decît cele din figura 6).

c. Se neglijează rezistenţele elementelor de calcul, deci amortizarea oscilaţiilor.

d. Se iau în considerare valorile concentrate ale capacităţilor şi inductanţelor.

e. Înfăşurările sînt neomogene, deci metoda aplicabilă la un domeniu lărgit de cazuri concrete.

f. Intrarea în înfăşurarea analizată poate fi la oricare din capete, sau la mijloc.

Relaţii de calcul

Deducerea sistemului de ecuaţii se face aplicînd teoremele lui Kirchhoff nodurilor relaţiei din figura 6.

Sub formă matriceală, sistemul la care se ajunge este următorul :

$$\frac{d^2}{dt^2}[u] = -[A_n]^{-1} \cdot [B_n] \cdot [L_n]^{-1} \cdot [B_n]^* \cdot [u] + \\ + [A_n]^{-1} \cdot [B_n] \cdot [L_n]^{-1} \cdot [\varepsilon_n] \cdot U_0 + \\ + k_{1',2} \cdot [A_n]^{-1} \cdot [\varepsilon_n] \cdot \frac{d^2}{dt^2} U_0, \tag{7}$$

unde :

$[A_n]$ este aceeaşi matrice a capacităţilor de la capitolul 2, iar $[u]$ — vectorul potenţialelor (capitolul 2) ;

$$[B_n] = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{vmatrix} \quad [B_n]^* = \text{transpusa matricei } [B];$$

$$[L_n] = \begin{bmatrix} L_1 & M_{1,2} & M_{1,3} & \dots & M_{1,n} \\ M_{2,1} & L_2 & M_{2,3} & \dots & M_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ M_{n,1} & M_{n,2} & M_{n,3} & \dots & L_n \end{bmatrix};$$

$$[\varepsilon_n] = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix};$$

U_0 — potențialul nodului ‚1', care este unda aplicată și se aproximează prin următoarele relații:

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \operatorname{arctg}\ mt + \frac{1}{2}; \qquad (8)$$

în cazul undei treaptă unitate, și:

$$U_0 = c(e^{-\alpha \cdot t} - e^{-\beta \cdot t}); \qquad (9)$$

în cazul undei 1/50 μs, cu următoarele valori pentru c, α și β.

$$c = 1{,}0167; \quad \alpha = 0{,}01423; \quad \beta = 6{,}0691.$$

În aceste condiții, ecuația matriceală (7) devine:

a — pentru unda aplicată, treapta unitate:

$$\frac{d^2}{dt^2}[u] = -[A_n]^{-1} \cdot [B_n] \cdot [L_n]^{-1} \cdot [B_n]^* \cdot [u] + [A_n]^{-1} \cdot [B_n] \cdot [L_n]^{-1} \cdot [\varepsilon_n] \cdot \left(\frac{1}{\pi} \operatorname{arc\,tg}\ mt + \frac{1}{2} \right) - K_{1',2} \cdot [A_n]^{-1} \cdot [\varepsilon_n] \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{m^3 t}{(1+(mt)^2)^2}. \qquad (10)$$

În (10) s-au utilizat următoarele condiții inițiale:

$$[I]_{t=0} = 0; \quad [u]_{t=0} = K_{1',2} \cdot [A_n]^{-1} \cdot [\varepsilon_n];$$

$$\frac{d}{dt} U_0 = \frac{m}{\pi}; \quad \frac{d}{dt}[u]_{t=0} = K_{1',2} \cdot [A_n]^{-1} \cdot [\varepsilon_n] \cdot \frac{m}{\pi};$$

b — pentru unda aplicată 1/50 μ_s:

$$\frac{d^2}{dt^2}[u] = -[A_n]^{-1} \cdot [B_n] \cdot [L_n]^{-1} \cdot [B_n]^* \cdot [u] + [A_n]^{-1} \cdot [B_n] \cdot [L_n]^{-1} \cdot [\varepsilon_n] \cdot c(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) + K_{1',2} \cdot [A_n]^{-1} \cdot [\varepsilon_n] \cdot c(\alpha^2 e^{-\alpha t} - \beta^2 e^{-\beta t}). \qquad (11)$$

În (11) s-au utilizat următoarele condiții inițiale:

$$[I]_{t=0} = 0; \qquad u_{t=0} = 0;$$

$$\frac{d}{dt}[u]_{t=0} = K_{1',2} \cdot [A]^{-1} \cdot [\varepsilon] \cdot c \cdot (\alpha - \beta).$$

4. Rezultate obținute

Metodele de calcul expuse mai sus au fost aplicate și se aplică în continuare la toate transformatoarele ce se asimilează la întreprinderea „Electroputere"–Craiova, începînd cu anul 1972.

Dintre numeroasele cazuri concrete de aplicare a acestor metode de calcul se expun în cele ce urmează cîteva mai semnificative și care se referă la un transformator de 35 kV cu înfășurări de tip continuu neîntrețesut, la două transformatoare din clasa 220 kV și la un autotransformator de 400 kV.

În figura 7 sînt redate curbele repartiției inițiale, calculate cu metoda din capitolul 2, pentru cele patru transformatoare amintite.

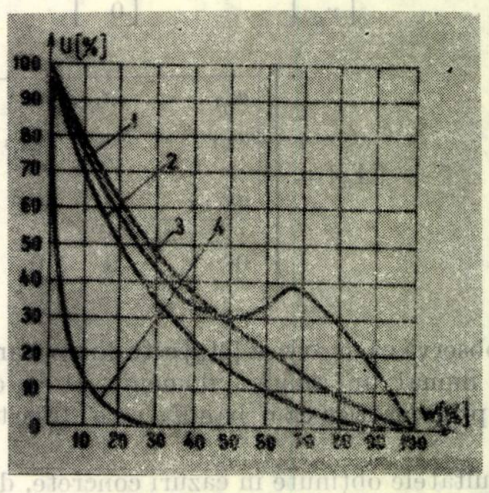


Fig. 7. Repartiția inițială calculată pentru patru transformatoare de putere: 1 — autotransformator de 400 kV; 2 — transformator de 240 kV; 3 — transformator de 242 kV; 4 — transformator de 35 kV.

Se constată că cea mai uniformă distribuție inițială a tensiunii de impuls o are transformatorul-bloc de 242 kV (curba 3), care se află în funcțiune la hidrocentrala de la Porțile de Fier.

Explicația bunei comportări la impuls de tensiune a acestui transformator se află în faptul că înfășurarea de 242 kV fiind de tip continuu întrețesut, iar intrarea în înfășurare fiind la mijloc, capacitatea serie a bobinei este foarte mare, în comparație cu capacitatea către masă.

Unul dintre numeroasele transformatoare analizate atît prin calcul, cît și prin măsurători pe original, cu jutorul unui generator de impul-

suri repetate și oscilograf, este un transformator de 35 kV, rezultatele analizei fiind expuse în figura 8.

Explicația repartiției inițiale neuniforme (curbele 1 și 2 din fig. 8) se găsește în faptul că înfășurarea de înaltă tensiune a acestui transformator, este de tip continuu, fără întrețesere

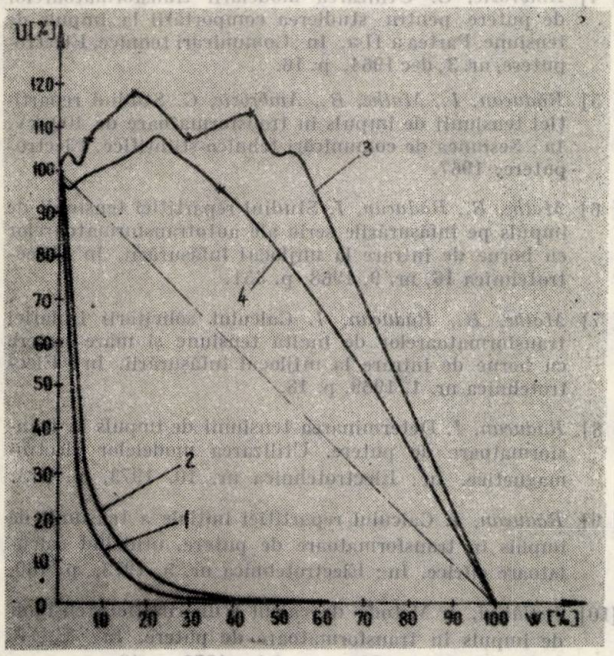


Fig. 8. Distribuția tensiunii de impuls în lungul înfășurării de înaltă tensiune a unui transformator de 35 kV (bobinaj continuu neîntrețesut): 1 — repartiția inițială calculată (unda treaptă); 2 — repartiția inițială măsurată pe original (unda 0,24/58 μs); 3 — repartiția maximelor tensiunii (valori calculate, unda 1/50 μs); 4 — idem (valori măsurate pe original, unda 1,3/69 μs).

și cu izolație întărită la intrare, deci, cu un puternic caracter de neomogenitate, din punct de vedere al izolației și al numărului de spire pe galet. Capacitatea serie a bobinei este mică în comparație cu capacitatea față de masă și, deci, coeficientul de impuls este mare.

Pentru analiza distribuției tensiunii de impuls în lungul înfășurării de 400 kV (conectat ca transformator) a unui autotransformator de 400/231 kV se pot urmări curbele din figura 9.

Acest autotransformator a fost analizat din punct de vedere al solicitărilor la impuls de tensiune și pe model electromagnetic combinat. Din figura 9 se constată o bună concordanță între valorile măsurate pe model și cele calculate atît pentru distribuția inițială (curbele 1 și 2), cît și pentru distribuția maximelor tensiunii față de masă (curbele 3 și 4).

Influența formei undei de impuls aplicate asupra distribuției maximelor tensiunii de impuls față de masă este scoasă în evidență comparînd curbele 3 (unda treaptă) și 4 (unda 1/50 μs), comparație din care rezultă că în cazul

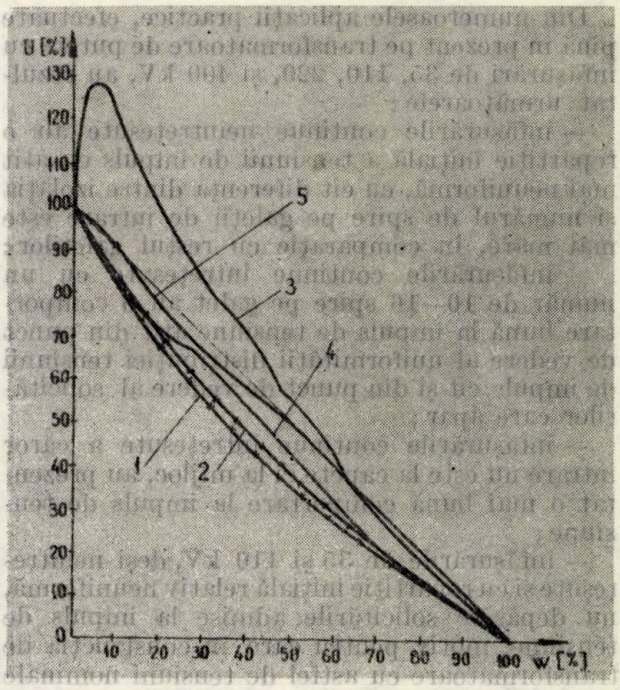


Fig. 9. Distribuția tensiunii de impuls în lungul înfășurării de înaltă tensiune a unui autotransformator de 400 kV (bobinaj întrețesut): 1 — repartiția inițială calculată (unda treaptă); 2 — repartiția inițială măsurată pe model (unda 0,35/56 μs); 3 — repartiția calculată a maximelor tensiunii (unda treaptă); 4 — idem (unda 1/50 μs); 5 — repartiția măsurată pe model a maximelor tensiunii de impuls (unda 1,2/66,6 μs).

undelor abrupte aplicate solicitarea izolației dintre înfășurări sau a izolației către masă crește cu aproape 30% față de cazul în care unda aplicată este 1/50 μs.

5. Concluzii

Metodele de calcul expuse în capitolele 2 și 3 și care poartă o puternică amprentă de contribuție românească la perfecționarea metodelor de cercetare a procesului tranzitoriu la impuls de tensiune în transformatoare de putere, se pot caracteriza pe scurt astfel:

— generalizarea metodei de calcul a distribuției inițiale a tensiunii de impuls, făcînd-o aplicabilă pentru orice tip de înfășurare continuă întrețesută sau nu, pentru orice număr de înfășurări pe coloană, pentru orice tip de transformator (cu reglaj sub sarcină, sau fără reglaj), pentru autotransformatoare cu sau fără reglajul tensiunii;

— aceeași generalizare a metodei de calcul a maximelor tensiunii de impuls față de masă;

— creșterea preciziei calculelor efectuate cu 5—10%, datorită eliminării sau modificării unor ipoteze simplificatoare.

Verificarea experimentală a metodelor de calcul prin măsurători pe original și pe model electromagnetic (combinat) confirmă precizia rezultatelor așa cum a fost arătată.

Din numeroasele aplicaţii practice, efectuate pînă în prezent pe transformatoare de putere cu înfăşurări de 35, 110, 220, şi 400 kV, au rezultat următoarele :

— înfăşurările continue neîntreţesute au o repartiţie iniţială a tensiunii de impuls cu atît mai neuniformă, cu cît diferenţa dintre izolaţia şi numărul de spire pe galeţii de intrare este mai mare, în comparaţie cu restul galeţilor ;

— înfăşurările continue întreţesute cu un număr de 10—16 spire pe galet au o comportare bună la impuls de tensiune atît din punct de vedere al uniformităţii distribuţiei tensiunii de impuls, cît şi din punct de vedere al solicitărilor care apar ;

— înfăşurările continue întreţesute a căror intrare nu este la capete ci la mijloc, au prezentat o mai bună comportare la impuls de tensiune ;

— înfăşurările de 35 şi 110 kV, deşi neîntreţesute şi cu repartiţie iniţială relativ neuniformă, nu depăşesc solicitările admise la impuls de tensiune, motiv pentru care în construcţia de transformatoare cu astfel de tensiuni nominale nu este necesar să fie introdusă întreţeserea spirelor pe întreaga bobină.

Bibliografie

[1] *Abetti, A.P.* Transformer models for the determination of transient voltages. In : AIEE Trans. **III, 72**, 1953, p.468.

[2] *Herter, T.* et *Echlin, G.* Le modèle électromagnetique du transformateurs. I n : Rev. Brown Boveri, **45**, nr. 9, 1958, p. 410.

[3] *Ambrozie, C.* Utilizarea modelării transformatoarelor de putere pentru studierea comportării la impuls de tensiune. Partea I. In : Comunicări tehnice, Electroputere, dec 1963, p. 31.

[4] *Ambrozie, C.* Utilizarea modelării transformatoarelor de putere pentru studierea comportării la impuls de tensiune. Partea a II-a. In : Comunicări tehnice, Electroputere, nr. 3, dec 1964, p. 16.

[5] *Răducan, I., Mathe, B., Ambrozie, C.* Studiul repartiţiei tensiunii de impuls în transformatoare de 400 kV. In : Sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice, Electroputere, 1967.

[6] *Mathe, B., Răducan, I.* Studiul repartiţiei tensiunii de impuls pe înfăşurările serie ale autotransformatoarelor cu borne de intrare la mijlocul înfăşurării. În : Electrotehnica **16**, nr. 9, 1968, p. 351.

[7] *Mathe, B., Răducan, I.* Calculul solicitării izolaţiei transformatoarelor de înaltă tensiune şi mare putere cu borne de intrare la mijlocul înfăşurării. In : Electrotehnica nr. 1, 1969, p. 18.

[8] *Răducan, I.* Determinarea tensiunii de impuls în transformatoare de putere. Utilizarea modelelor electromagnetice. În : Electrotehnica nr. 10, 1973, p. 373.

[9] *Răducan, I.* Calculul repartiţiei iniţiale a tensiunii de impuls în transformatoare de putere, utilizînd calculatoare cifrice. În : Electrotehnica nr. 5, 1973, p. 180.

[10] *Răducan, I.* Metodă de calcul a distribuţiei tensiunii de impuls în transformatoare de putere. În : E.E.A — Electrotehnica **26**, nr. 2, febr. 1978, p. 49.

CZ 621.3.027.317

TEHNICA TENSIUNII ÎNALTE
TEHNOLOGII DE ÎNCERCARE ŞI MĂSURARE

Noi tehnologii de încercare, măsurare şi producere a tensiunilor înalte, elaborate în cadrul laboratorului de înaltă tensiune de la CCSIT—„Electroputere"

ANDREI MARINESCU, SILVIA POPESCUL, EMIL GABER * — CRAIOVA

Creşterea consumului de energie electrică constituie un imperativ al epocii contemporane şi are implicaţii mari asupra compartimentelor de producţie, transport şi consum.

În mod deosebit, influenţa sa se reflectă în creşterea vertiginoasă a tensiunii reţelelor de transport la distanţe mari, care depăşesc în prezent 750 kV.

Realizarea în mod curent în România a echipamentelor electrice şi a instalaţiilor electroenergetice de transport la tensiuni de 220 kV şi 400 kV este indisolubil legată de existenţa unei baze experimentale pentru tehnica tensiunilor înalte (TTI).

Primul laborator de înaltă tensiune de la „Electroputere"-Craiova a fost fondat în 1955, odată cu montarea următoarelor utilaje : un transformator de încercare de 500 kV, 100 kVA, un transformator de încercare de 500 kV, 500 kVA, un generator de impuls de 750 kV, 11 kWs şi un grup motor generator de 750 kVA, 150 Hz. În anul 1962 a fost montat şi pus în funcţiune un generator de impuls de 1,6 MV, 20 kWs, un grup de 1 600 kVA, 150 Hz şi alte instalaţii de încercare pentru executarea probelor funcţionale.

* Dr. ing. *Marinescu, A.* este şeful laboratorului de *ÎT*, ing. *Popescul, S.* şi ing. *Gaber, E.* sînt cercetători ştiinţifici în cadrul aceluiaşi laborator al CCSIT-Electroputere—Craiova.

Această bază materială complexă a permis desfășurarea unei activități eficiente, reflectată în dezvoltarea vertiginoasă a fabricației de echipament de înaltă tensiune de concepție proprie.

Paralel cu acumularea unei experiențe valoroase în domeniul tensiunilor înalte și corelat cu perspectiva de dezvoltare a fabricației de echipament de înaltă tensiune la Electroputere s-a realizat noul laborator, pus în funcțiune la sfîrșitul anului 1972.

Noul laborator reprezintă una din cele mai moderne baze experimentale în domeniul tehnicii tensiunilor înalte din Europa [1,2], dispunînd în momentul de față de un generator de impuls (*GIT*) de 4,2 MV, 336 kWs, o cascadă de transformatoare de 1,2 MV, 1500 kVA, un redresor în cascadă de 1,2 MV, 30 mA, amplasate într-o hală complet ecranată electromagnetic [3, 4], echipate cu aparatură de măsură și comandă semiautomată aferentă [5, 6, 7, 8, 9].

Activitatea laboratorului de înaltă tensiune (*LIT*) este sintetizată în diagrama din figura 1.

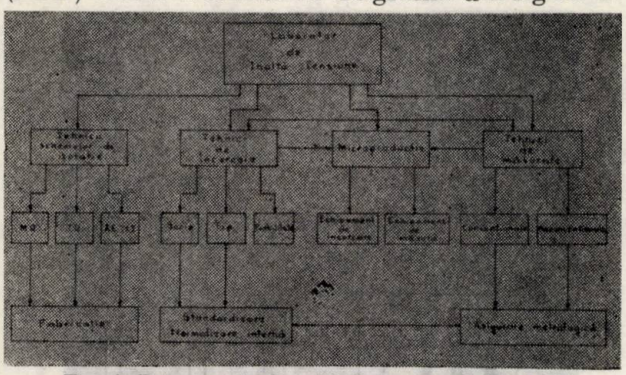


Fig. 1. Principalele direcții ale preocupărilor *LIT*.

Laboratorul servește atît pentru realizarea încercărilor de rutină ale echipamentului de *IT* fabricat de întreprinderea „Electroputere", cît și pentru încercările de tip, omologare și recepție ale aceluiași echipament. Baza materială permite atacarea problemelor complexe de cercetare din domeniul *TTI* atît în ceea ce privește elaborarea schemelor de izolație pentru mașini rotative (*MR*), transformatoare (*TR*) și aparataj electric de *IT* (*AEIT*), cît și dezvoltarea tehnicii de încercare și măsurare fără de care nu este posibilă dezvoltarea fabricației echipamentului electroenergetic.

Una din laturile activității de cercetare o constituie microproducția de echipament de încercare și măsurare specific, pentru autoutilarea ca și pentru echiparea altor laboratoare din țară.

Datorită dezvoltării activității de normalizare și standardizare pe plan internațional, în cadrul CEI și Interelectrotest, laboratorul desfășoară o activitate susținută pentru asimilarea noilor metode de încercare, destinate echipamentului de foarte înaltă tensiune FIT și standardizarea lor în R.S.R.

O mare importanță pentru fabricația de echipament electrotehnic o reprezintă precizia de măsurare a mărimilor caracteristice tensiunilor înalte. În lipsa unui for metrologic specific domeniului, care de altfel ar necesita o bază materială extrem de costisitoare, activitatea de atestare metrologică a dispozitivelor de măsurare importate, cît și a celor realizate ca microproducție este asigurată tot în cadrul *LIT*.

În cele ce urmează se prezintă cîteva din realizările mai importante ale *LIT* din ultimii ani.

1. Noi tehnici de încercare

Metode de încercare la supratensiuni de comutație (STC)

În cadrul *CEI* și *CIGRE* s-au discutat în ultimul timp o serie de propuneri referitoare la introducerea unor încercări noi și abandonarea unor încercări care solicită inutil izolația transformatoarelor, reducîndu-le durata de viață. Materializarea acestor propuneri se găsește în publicația CEI 71 care introduce încercarea la acțiunea *STC* a echipamentului de înaltă tensiune cu tensiune nominală mai mare sau egală cu 220 kV, reducîndu-se în același timp tensiunea de încercre la frecvență industrială.

În cadrul *LIT* a fost propusă și aplicată o metodă originală de încercare [10]. Această metodă înlătură dezavantajele prezentate de metoda folosită uzual, care presupune demagnetizarea circuitului magnetic cu impulsuri de polaritate inversă în intervalul dintre impulsurile utile și anume : solicitarea însemnată a izolației, operativitatea redusă a încercărilor, imposibilitatea controlului demagnetizării etc. Schema propusă (fig. 2) folosește demagnetizarea în

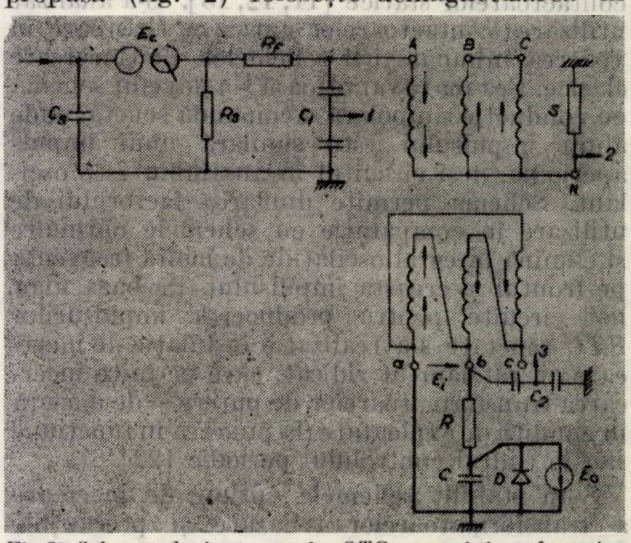


Fig.2. Schema de încercare la *STC* a unui transformator trifazat cu demagnetizare în c.c. aplicat permanent ; *A*, *B*, *C* — înfășurarea de înaltă tensiune ; *a*, *b*, *c* — înfășurarea de joasă tensiune ; C_s, E_c, R_p, R_s — elementele generatorului de impuls ; C_1, C_2 — divizoare de tensiune ; 1, 2, 3 — prize de măsură pentru înregistrarea oscilografică ; *R*, *C*, *D*, E_0 — elementele circuitului de demagnetizare în c.c. ; $E_i(t)$ — tensiunea indusă în secundarul transformatorului.

curent continuu menținut permanent în timpul aplicării sau inducerii impulsurilor *STC*. Din punct de vedere al tehnicii de încercare la *STC* prin noul procedeu, metodica de lucru constă în aplicarea mai multor impulsuri de referință la circa 0,5 $U_{înc}$ și $I_d = 0$. Din oscilogramele tensiunii și curentului de impuls prin înfășurarea încercată se determină durata pînă la trecerea prin zero t_0 și se observă dacă circuitul magnetic este sau nu saturat. Se mărește curentul și se aplică impulsurile la tensiunea de încercare. Se compară oscilogramele la tensiunea de referință cu cele la tensiunea de încercare care au aceeași durată t_0, după principiile folosite în defectoscopia la impuls atmosferic (*STA*).

Spre deosebire de metodele descrise în literatură, prin această metodă se poate obține o durată controlată pînă la trecerea prin zero a impulsului *STC* la tensiune redusă și la tensiunea de încercare, fiind posibilă compararea punct cu punct a oscilogramelor respective. În același timp metoda evită solicitarea inutilă a izolației și mărește operativitatea încercărilor.

Metoda s-a aplicat cu succes la încercarea transformatoarelor de 220 și 400 kV începînd cu anul 1973. Din aceasta a decurs necesitatea studiului influenței circuitului *RC* asupra amplitudinii impulsului *STC*, aplicat sau indus în transformatorul de încercat, care afectează atît factorul de utilizare al tensiunii de încercare, cît și forma impulsului *STC*.

În cadrul laboratorului s-au studiat și experimentat noi procedee de încercare a transformatoarelor de putere, bazate pe utilizarea contactoarelor statice [11, 12, 13]. S-a analizat utilizarea contactoarelor statice cu tiristoare în vederea îmbunătățirii schemelor de încercare clasice. Cea mai avantajoasă s-a dovedit schema cu conducție unipolară și comandă scurtă, unde alura impulsului este similară unui impuls aperiodic, deși circuitul în ansamblu este oscilant. Schema permite dublarea factorului de utilizare în comparație cu schemele obișnuite și elimină integral oscilațiile de înaltă frecvență pe frontul și creasta impulsului. Pe baza unor noi circuite pentru producerea impulsurilor *STC* repetate s-a realizat o instalație de încercare cu randament ridicat, care permite încercarea transformatoarelor de putere și de măsură în condiții de exploatare (la punerea în funcțiune sau în cadrul controlului periodic [22].

S-au stabilit schemele optime de încercare a transformatoarelor trifazate și precauțiile de luat la încercarea cu tensiune indusă, dacă impulsurile *STC* au timpi de creștere sub 250 μs cînd, datorită diferenței mari dintre capacitatea de intrare a schemei și capacitatea distribuită a transformatorului, înfășurarea de joasă tensiune este solicitată atît la *STA*, cît și la *STC*.

Problema sensibilității la defecte a schemelor de încercare la *STC*, studiată pe larg în cadrul laboratorului, a dus la concluzia că pot fi sesizate defecte care afectează 0,03% din numărul total de spire, în cazul regimului de descărcare aperiodic și circa 1%, în cazul regimului de descărcare oscilant amortizat.

Din punct de vedere al tehnicii de încercare, metodele propuse au dat rezultate bune.

Pe baza acestor cercetări s-au întocmit propuneri de standardizare a metodei de încercare la *STC* a echipamentului de *IT* atît în R.S.R., cît și în cadrul CAER — Interelectrotest.

Metode de măsurare a descărcărilor parțiale

Descărcările parțiale (*dp*), care se manifestă ca impulsuri de înaltă frecvență, de slabă energie, se pot detecta la extremitățile înfășurărilor transformatoarelor, cu ajutorul unui circuit de cuplaj și a unor aparate de măsură adecvate (fig. 3).

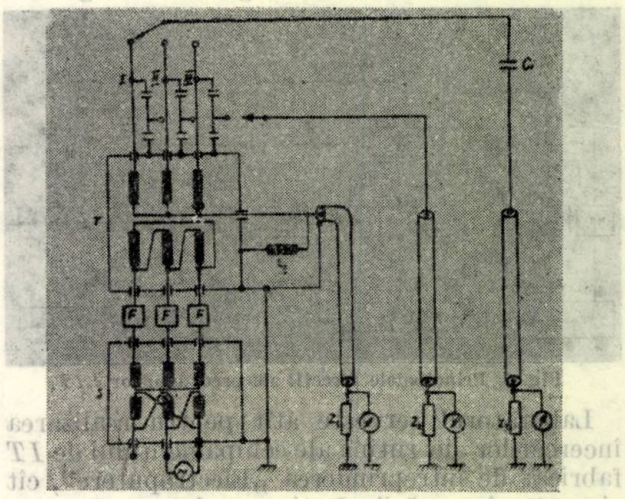


Fig. 3. *T* — transformatorul de încercat; *S* — sursa de înaltă tensiune; *F* — filtru trece sus; *Ci* — condensator de cuplaj; *Z* — impedanță de măsură; L_1 — conductivitate de protecție.

Cercetările efectuate se încadrează în activitatea ce se depune pe plan mondial pentru soluționarea acestei probleme complexe a tehnicii de măsurare și a interpretării rezultatelor experimentale. În acest sens în cadrul *LIT* s-a pus accent pe îmbunătățirea continuă a posibilităților de măsurare și înregistrare a *dp*, existînd următoarele preocupări:

a. Realizarea unor circuite de măsurare a nivelului de *dp* corespunzătoare cerințelor normelor internaționale. În cadrul *LIT* există posibilitatea efectuării acestor măsurători la toate produsele electrotehnice pînă la clasa 400 kV inclusiv. Aparatura existentă cît și cea realizată în cadrul *LIT* [16] permite evaluarea nivelului de *dp* în bandă largă și îngustă, înregistrarea sa în funcție de timp și

tensiune, localizarea *dp* prin poziția lor de fază, urmărirea numărului de impulsuri și a sarcinii sumă, vizualizarea pe oscilograf (fig. 4).

b. Cercetarea metodelor de localizare a surselor de *dp* din transformatoarele de forță [14, 17, 19]. În acest scop s-a realizat și s-a

Fig. 4. Aparatură de măsurare și control folosită în laboratorul de descărcări parțiale.

aplicat la încercarea transformatoarelor o schemă de localizare cu cele mai multe șanse de standardizare pe plan mondial. Metoda se poate aplica la toate tipurile de bobinaje și permite localizarea aproximativă a poziției sursei de *dp*. Etalonarea se realizează cu un generator de impulsuri dreptunghiulare construit în cadrul *LIT*, cu caracteristici tehnice conform prescripțiilor internaționale.

c. Stabilirea naturii sursei de *dp*.

La transformatoarele de măsură se pot diferenția unele surse tipice de *dp*, în izolația internă sau externă, printr-un ansamblu de măsurători efectuate cu aparate specializate, în timpul încercării cu tensiune aplicată [15, 18]. Experimentările efectuate s-au bazat pe realizarea în cadrul *LIT* a unui aparat [16] pentru studiul poziției de fază a *dp* prin suprapunerea impulsurilor pe o bază de timp sinusoidală sau eliptică ce reprezintă tensiunea de încercare. Acest mod de investigare asociat cu urmărirea numărului de impulsuri și a formei impulsurilor singulare a permis obținerea de informații utile asupra naturii descărcărilor parțiale în izolația transformatoarelor de măsură [15], permițînd o localizare a lor.

d) Înregistrarea sarcinii sumă a *dp* pentru aprecierea stabilității izolației în timp și a stării de uscare a acesteia.

Aparatura existentă în laborator permite înregistrarea sarcinii sumă a impulsurilor funcție de tensiune, suprafața cuprinsă de oscilogramă fiind proporțională cu energia *dp* în intervalul de timp stabilit, apreciindu-se astfel gradul de distrugere a izolației prin acțiunea de lungă durată a *dp* de o anumită energie. Evoluția sarcinii sumă în funcție de tensiune conduce la aprecierea stării de uscare a izolației, aducînd o contribuție importantă la defectoscopia izolației transformatoarelor.

e. Măsurarea *dp* cu montaje în punte. Se obține o reducere a influenței perturbațiilor exterioare asupra măsurătorii. Se folosește în special la măsurări în condiții de hală de producție industrială sau în exploatare.

f. Propuneri de standardizare a metodei de măsurare a *dp* în R.S.R.

2. Perfecționarea tehnicilor de producere a tensiunilor înalte

Simularea STC de tip oscilant amortizat

În mod obișnuit în laborator se simulează *STC* de tip aperiodic, prin modificarea rezistențelor de front și spate ale generatorului de impulsuri multietajat (*GIT*), care lucrează în schema Marx. Se pot produce astfel *STC* de forma aperiodică 250/2 500 μs cu o micșorare a tensiunii de ieșire a *GIT* de circa 30—40% față de cazul impulsurilor 1,2/50 μs.

Obținerea unor fronturi mai lungi decît 250 μs, ajungînd uneori pînă la 5 000 μs, conduce la mărirea excesivă a rezistenței interne a *GIT*, odată cu scăderea corespunzătoare a tensiunii de ieșire. De aceea, în ultimul timp s-a propus folosirea transformatoarelor de încercare, existente în orice laborator de înaltă tensiune, a căror excitație se asigură fie prin descărcarea unor baterii de condensatoare în înfășurarea de joasă tensiune, fie prin descărcarea unui circuit de formare pe aceeași înfășurare. Cu ajutorul transformatoarelor de încercare se poate obține cel mai simplu *STC* de tip oscilant amortizat, caracteristice comutațiilor din rețelele de foarte înaltă tensiune ($U_n \geqslant 400$ kV).

O normare a formei oscilațiilor amortizate este, evident, foarte greu de realizat, datorită diferențelor însemnate ale caracteristicilor liniilor și echipamentului folosit în rețelele electrice.

Totuși, pe linie internațională s-a ajuns la un consens în ceea ce privește încercarea izolației cu impulsuri oscilant amortizate nesimetrice, cu frecvența de 200 ± 100 Hz, la care raportul amplitudinilor primelor două oscilații să fie $[A_2/A_1] \leqslant 0{,}8$.

Cercetările întreprinse în acest domeniu [20, 21, 22] au condus la realizarea unor instalații care echipează în prezent *LIT* — Craiova și laboratoare similare de la I.P.—Iași, I.P.—București și care se disting prin următoarele :

— asigurarea unei repartiții uniforme a *STC*, în cazul utilizării transformatoarelor în cascadă ;

— creșterea duratei pînă la prima trecere prin zero, în comparație cu construcțiile uzuale ;

— evitarea saturației pe frontul impulsului, în cazul impulsurilor cu front deosebit de lung (>1 ms);
— obținerea unor impulsuri „clopot" (oscilație unică), prin limitarea duratei de conducție a contactorului static folosit la descărcarea bateriei de condensatoare de șoc;
— realizarea integrală în CCSIT a instalațiilor de probă, măsură și automatizare pentru astfel de instalații;
— crearea de posibilități de realizare sub formă de microproducție a unor instalații similare pentru alte unități din țară.

Producerea undelor de impuls tăiate cu ajutorul eclatorului multiplu (ETM)

Mijloacele clasice de obținere a tensiunii de impuls tăiate (eclatorul tijă-tijă și eclatorul cu sfere cu calotă și trigher de comandă) prezintă o serie de dezavantaje, cele mai însemnate fiind comanda nesigură, în special la tensiuni mari, și dispersia mare a timpului de tăiere, elemente care micșorează siguranța încercării.

Odată cu dezvoltarea construcției de transformatoare de forță și apariția unităților de puteri foarte mari și tensiuni înalte, datorită valorii mari a obiectului de încercat și izolației în principal neautoregeneratoare se impune o siguranță de 100% în efectuarea încercărilor, cu unda de impuls tăiată.

În *LIT* s-a realizat un eclator de tăiere multiplu, ca soluție definitivă pentru generatorul de impuls extins la 4,2 MV (fig. 5) și prezentînd siguranța în funcționare cerută. Divizarea intervalului de tăiere unic într-un număr de intervale identice, montate în serie, pe care se aplică tensiuni riguros egale, permite obținerea unui domeniu larg de comandă sigură (circa 40% U_{50}), practic același pînă la tensiunea maximă a generatorului. Comanda suplimentară a intervalelor, situate la baza dispozitivului, îmbunătățește condițiile de înseriere a acestora permițînd obținerea unei durate de tăiere de circa 0,4 μs și a unei dispersii maxime de $\pm$ 0,1 μs pentru tensiuni $U \geqslant 0{,}9\ U_{50}$. Asigurarea repartiției uniforme de tensiune pe eclatoare, prin intermediul capacității de sarcină a *GIT*, prezintă avantajul eliminării supratensiunilor pe etajele superioare ale eclatorului multiplu, înainte de comanda amorsării acestuia, în timpul înserierii condensatoarelor *GIT*.

3. Dezvoltarea unor tehnici de măsurare

Tehnica de măsurare în laboratorul de înaltă tensiune prezintă particularitățile care fac necesară existența unor aparate de măsură speciale sau adaptarea aparatelor de uz general, funcționării în condițiile respective. De aceea, una din preocupările continue ale laboratorului este crearea de echipamente de măsură, cu dublul scop al rezolvării unor probleme de măsură

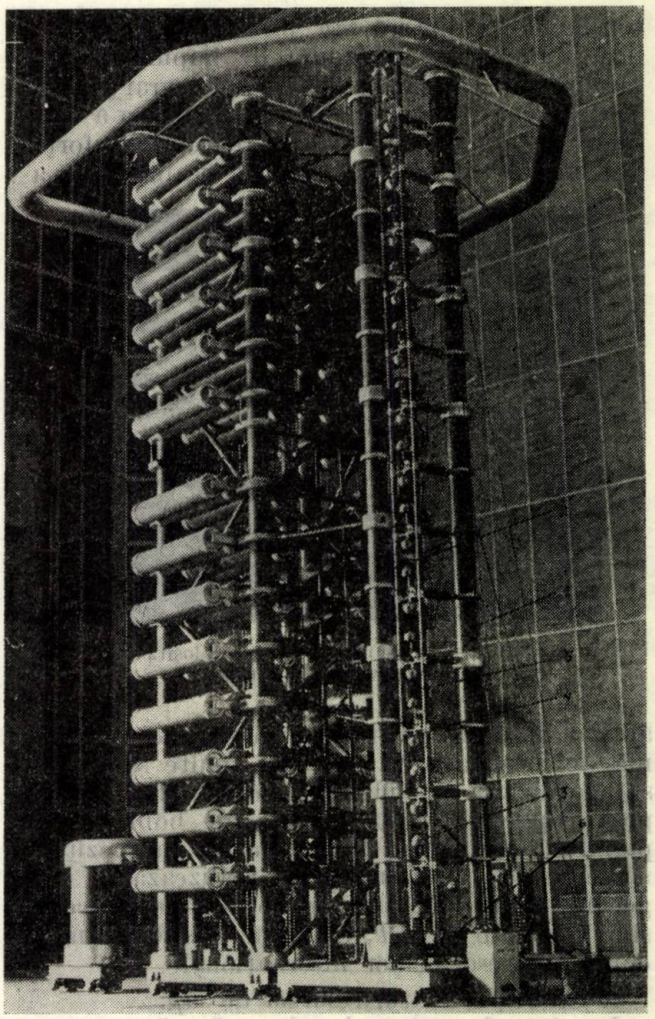


Fig. 5. Vedere de ansamblu a *ETM*—14 montat la *GIT* 4,2 MV
1 — divizor capacitiv; 2 — coloană suport; 3 — eclatori elementari; 4 — Rezistențe de amortizare; 5 — suport sfere mobile; 6 — sistem acționare.

în cadrul laboratorului și, totodată, al realizării în țară a unor instalații pînă în prezent importate.

Măsurarea tensiunilor înalte. Aceasta se face cu ajutorul divizoarelor de înaltă tensiune și al osciloscoapelor, respectiv a voltmetrelor de valoare de vîrf. În laboratorul de înaltă tensiune au fost proiectate și în prezent sînt executate în microproducție divizoare de înaltă tensiune rezistiv-capacitive (fig. 6) cu următoarele caracteristici tehnice:

— tensiunea maximă de lucru (impulsuri tip supratensiuni atmosferice — *STA*) 2 MV;
— rapoarte de divizare 2 000, 1 000, 500;
— capacitate nominală 200—800 pF;
— timp de răspuns 100 ns.

Atît brațul de înaltă tensiune, cît și cel de joasă tensiune sînt executate cu condensatoare hîrtie-ulei cu inductivitate redusă. Divizoarele sînt concepute pentru a fi executate în module

de 500 kV *STA*. Pentru evitarea apariţiei fenomenului corona sînt montate ecrane în zonele de îmbinare între module şi la borna de *IT*.

Pentru măsurarea valorii maxime a tensiunilor înalte variabile în timp, se folosesc volt-

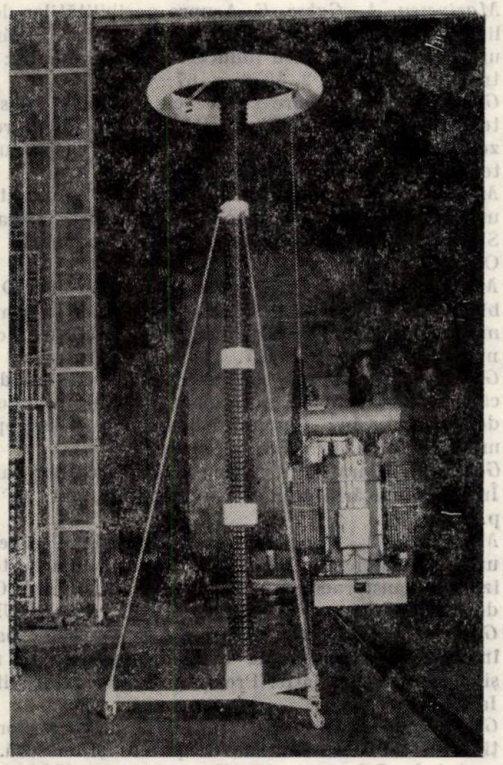


Fig. 6. Divizor *RC* serie 2 MV (*STA*), timp răspuns 100 nS fabricaţie *LIT*.

metre de valoare de vîrf care se conectează la braţul de joasă tensiune a divizoarelor de tensiune. Colectivul *LIT* a proiectat o serie de voltmetre de vîrf [9] pentru impulsuri de tip *STA*, *STC* şi pentru tensiune alternativă care satisfac toate nevoile unui laborator de încercări-cercetare.

Dintre ele voltmetrul pentru tensiune alternativă (fig. 7) a cărui schemă de principiu constituie o contribuţie originală, asigură o clasă de precizie ridicată (0,2%) şi nu necesită un aparat indicator special (electrostatic).

Caracteristicile electrice principale ale voltmetrului de valoare de vîrf sînt date în tabelul 1.

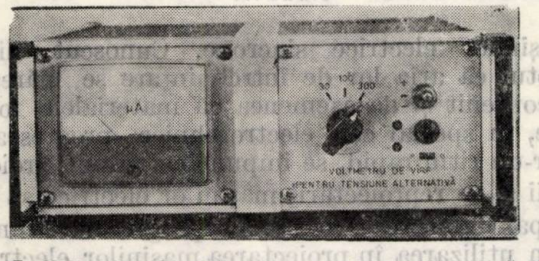


Fig. 7. Voltmetru de vîrf pentru tensiune alternativă clasa 300 kV, (50 ÷ 150) Hz, clasa 0,2.

Tabelul 1

Tipul voltmetrului	*STA*	*STC*	*TA*
Tensiunea maximă de intrare	1000 V	1000 V	1000 V
Precizia de măsură	1%	1%	0,2%
Timpul de front minim	0,8 μs	20 μs	(150 Hz)

Tehnici de măsură neconvenţionale pentru reţelele de înaltă tensiune

În scopul creşterii siguranţei în funcţionare a izolaţiei electrice de înaltă tensiune a transformatoarelor de măsură, a scăderii preţului lor şi pe măsura introducerii în sistemele energetice a unor aparate de măsură şi protecţie cu consum propriu redus, pe plan mondial au apărut preocupări pentru realizarea unor transformatoare de măsură principial deosebite de cele clasice.

Pe linia acestor preocupări în cadrul Laboratorului de înaltă tensiune au fost realizate prototipurile a două transformatoare de măsură a curentului şi tensiunii unei linii de înaltă tensiune.

Transformatorul de curent optoelectronic foloseşte metoda măsurării la potenţial înalt a curentului prin conductorul liniei de *IT* şi a transmiterii valorii mărimii măsurate, modulate în impulsuri în cod, cu ajutorul impulsurilor luminoase prin cabluri din fibre de sticlă, către circuite de demodulare ce se găsesc la potenţialul pămîntului. Prototipul realizat are gama dinamică 0,1 ... 1,2 I_N, tensiunea nominală $110/\sqrt{3}$kV, puterea de ieşire 25 VA, clasa de precizie 1%.

Transformatorul de tensiune electronic capacitiv este alcătuit dintr-un divizor de tensiune activ şi un amplificator electronic care amplifică în putere tensiunea la bornele braţului de joasă tensiune.

Posibilitatea folosirii unui condensator de *IT* de mică valoare permite realizarea sa sub forma unui condensator cu gaz comprimat simplu de executat şi fiabil în funcţionare. Utilizarea dispozitivelor semiconductoare moderne asigură realizarea unor aparate cu precizie de măsură ridicată. Caracteristicile tehnice esenţiale ale prototipului de transformator de tensiune realizat sînt următoarele: tensiunea nominală $110/\sqrt{3}$ kV, puterea secundară 25 VA, clasa de precizie 0,2 (în intervalul de temperatură 0—40°C).

4. Concluzii

Activitatea unui laborator de înaltă tensiune modern presupune un complex de preocupări legate atît de asigurarea calității echipamentului încercat cît și de dezvoltarea permanentă a utilajului de încercare și a sistemelor de măsurare utilizate, pentru a corespunde celor mai noi tendințe manifestate în tehnica mondială.

Posibilitățile oferite de laboratorul de *IT* al CCSIT asigură și în perspectivă realizarea de echipamente electroenergetice de performanță, conform necesităților dezvoltării viitoare a economiei naționale.

Bibliografie

[1] *Marinescu, A., Cîrstea, D.* Noul laborator de înaltă tensiune al uzinelor „Electroputere-Craiova. În: Electrotehnica **21**, nr. 6, 1973 p. 229—241.

[2] Prospect *LIT* — Editat de Publicom (engleză, spaniolă, germană, franceză).

[3] *Marinescu, A.* Ecranarea electromagnetică a laboratorului de înaltă tensiune de la „Electroputere"-Craiova. În: Electrotehnica **21**, nr. 5, 1973 p. 169—180.

[4] *Marinescu, A., Popescu, S.* Instalația de pămîntare a laboratorului de înaltă tensiune al *UEPC*. În: Electrotehnica **20**, nr. 1, 1972, p. 9—15.

[5] *Popescul, S., Gaber, E.* Măsurarea undei de impuls de tensiune standard 1,2/50 μs cu ajutorul divizorului *RC* paralel în cazul unei sarcini de capacitate mare. În: Electrotehnica **23**, nr. 8, 1975 p. 378—381.

[6] *Marinescul, A., Popescu, S.* Cu privire la posibilitățile de utilizare a generatoarelor de impuls de tensiune pentru producerea supratensiunilor de comutație. În: Comunicări tehnice Electroputere nr. 6, 1974, p. 283—303.

[7] *Marinescu A., Popescul, S.* Predelinie vozmojnosti ispolizovania impulsnih generatorov ispitanii transformatorov bolișoi moșcinosti. Simpozion Interelectrotest Moscova, Aprilie 1977.

[8] *Catană, S.* Aparatură electronică de comandă și automatizare realizată în laboratorul de *IT* Electroputere. În: Comunicări tehnice Electroputere nr. 6, 1974, p. 305—320.

[9] *Gaber, E.* Voltmetru de virf pentru impulsuri de înaltă tensiune tip supratensiuni de comutație. Prezentat la sesiunea jubiliară de comunicări științifice „25 ani de învățămînt superior electrotehnic la Craiova" 22—24 oct 1976.

[10] *Marinescu, A.* O nouă metodă de încercare a transformatoarelor la supratensiuni de comutație. În: Electrotehnica **23**, nr. 1, 1975, p. 32—39.

[11] *Marinescu, A., Gaber, E.* Asupra posibilităților de realizare a unui contactor ideal de *IT* pentru descărcarea unui condensator pe o inductanță neliniară. În: Electrotehnica **24**, nr. 2, 1976, p. 67—71.

[12] *Gaber, E.* Contactoare statice cu tiristoare folosite în tehnica laboratorului de înaltă tensiune. Lucrare prezentată la a XII-a sesiune jubiliară de comunicări tehnico-științifice — ICPE—1975.

[13] *Marinescu, A., Gaber, E.* Staticeskii kontakt dlia ustanovki ispitania na komutaționie perenapriajenia. Simpozion Interelectrotest, 13—17 octombrie 1975, Oberhof R.D.G.

[14] *Marinescu, A., Gaber, E., Georgescu, G., Popa, D.* Probleme ale măsurării descărcărilor parțiale la transformatoarele de înaltă tensiune. În: Electrotehnica **23**, nr. 4, 1975, p. 161—167.

[15] *Georgescu, G.* Aspecte ale determinării originii descărcărilor parțiale care pot apare în transformatoarele, de măsură. În: Comunicări tehnice Electroputere nr. 7, 1975, p. 67—71.

[16] *Gaber, E.* Aparat pentru studiul descărcărilor parțiale. În: Comunicări tehnice Electroputere, nr. 6, 1974, p. 321—324.

[17] *Marinescu, A., Popescul, S., Gaber, E.* Țikli' gisterezisa urovnia ciasticinih razriadov ukazennie na sostoianie izolații transformatorov. Prezentată la Conferința CAER de transformatoare 15—22 aug 1972, Togliati (URSS).

[18] *Gaber, E., Popa, D.* Măsurarea descărcărilor parțiale în transformatoarele de măsură înglobate în rășină și machete de izolație. Prezentat la Colocviul științific Iași 1973.

[19] *Georgescu, G., Popa, D.* Măsurarea descărcărilor parțiale la transformatoarele de putere și măsură. Prezentat la Colocviul științific — Craiova 1974.

[20] *Marinescu, A.* Producerea supratensiunilor de comutație cu ajutorul transformatoarelor de încercare. În: Electrotehnica **23**, nr. 5, 1975, p. 201—209.

[21] *Marinescu, A., Gaber, E.* Simularea supratensiunilor de comutație repetate cu ajutorul transformatoarelor de înaltă tensiune. Prezentat la sesiunea jubiliară de comunicări științifice-Craiova 22—24 oct 1976.

[22] *Marinescu, A., Gaber, E.* Povtoriaiusciesia komutationnie s pomoșciu transformatorov visokovo napriajenia. Simpozion Interelectrotest 4—10 oct 1976 — Craiova

CZ 621.313.32 : 621.31

MAȘINI SINCRONE
PROIECTARE CU CALCULATORUL NUMERIC

Introducerea calculatoarelor numerice în proiectarea mașinilor sincrone

CRISTEA NECULAI, ALEXANDRU DECEBAL, COMAN MIHAI * — CRAIOVA

Introducere

Creșterea în ansamblu a producției industriale a condus la sporirea într-un ritm vertiginos a producției de mașini electrice, deci și a mașinilor electrice sincrone. Cunoscut fiind faptul că aria lor de întrebuințare se mărește necontenit și de asemenea că materialele folosite, în special cele electrotehnice, progresează într-un ritm rapid, se impune ca ritmul proiectării și al reproiectării mașinilor electrice să fie în pas cu aceste tendințe ale progresului tehnic, prin utilizarea în proiectarea mașinilor electrice sincrone a calculatoarelor numerice.

* *Cristea, N.* este inginer proiectant principal gr. II., șeful colectivului de proiectare mașini sincrone : *Alexandru, D.* — inginer la colectivul de cercetare calcule și modelări ; *Coman, M.* — inginer proiectant la colectivul de proiectare mașini sincrone CCSIT „Electroputere" — Craiova

Avînd în vedere numărul tot mai ridicat de cereri de la beneficiarii externi și interni, complexitatea tot mai mare a mașinilor electrice, atît constructiv, cît și ca performanțe, primează tot mai mult necesitatea utilizării mijloacelor moderne de calcul, care permit obținerea unor informații rapide despre parametrii mașinilor cerute.

Sînt cunoscute avantajele funcționale ale mașinilor sincrone, al căror domeniu de utilizare este din ce în ce mai larg (compensatoare, stabilizatoare, tracțiune etc.), motiv pentru care utilizarea lor ocupă o pondere tot mai mare în cadrul mașinilor electrice.

Atît pentru cerințele interne cît și pentru exterior, durata asimilării mașinii are un rol hotărîtor asupra eficienței investițiilor, ca și a cîștigării pieței de desfacere la export. În același timp, realizarea acestor mașini trebuie să fie făcută în condiții tehnico-economice care să corespundă atît fabricației, cît și exploatării.

Proiectarea mașinilor sincrone făcînd parte din procesul integrant de asimilare a mașinilor a fost necesar să se găsească metode care să poată răspunde într-un termen cît mai scurt la diverse probleme ridicate de etapele conjuncturii respective.

În acest context folosirea calculatoarelor, singurul element capabil să răspundă urgent cerințelor noastre, a fost preconizată în trei etape și în situații specifice, și anume :

a. Este cunoscut că în orice moment în fabricație există mașini sincrone deja asimilate. De asemenea, în majoritatea cazurilor, prametrii mașinilor sincrone cerute nu coincid cu cei ai mașinilor sincrone asimilate. În acest caz este necesar să se cunoască în ce condiții și cu ce eventuale modificări geometrice se pot obține mașini cu parametri energetici și funcționali noi, ceruți prin tema de proiectare.

b. Pentru cazul în care se va proiecta o mașină absolut nouă, care nu are nici o corespondență cu cele asimilate deja, s-a procedat la realizarea unei metodici de calcul pe baza unor informații minime, cum ar fi : putere P_N, $\cos \varnothing_N$, n_N, f etc., cu ajutorul cărora rezultă o mașină cu anumiți parametri funcționali și dimensiuni geometrice.

În situația cînd noua mașină realizată nu corespunde SDV-urilor deja existente, precum și parametrilor energetici și funcționali cunoscuți, proiectantul are posibilitatea să stabilească mai multe variante de calcul, pe baza celei deja calculate, prin modificarea dimensiunilor geometrice, obținînd mai multe variante constructive de mașini cu parametri diferiți. În acest ultim caz proiectantului îi revine obligația de a alege varianta cea mai eficientă atît din punct de vedere constructiv, cît și funcțional.

c. Proiectarea mașinilor sincrone în serii unitare din punct de vedere al performanțelor tehnice și economice și cu elemente constructive comune cît mai multe, care se realizează tot cu ajutorul calculatoarelor numerice, urmărește obținerea unei unificări a tipurilor constructive cît și a materialelor utilizate la mașinile sincrone, cu cele de la mașinile asincrone (tolă stator, carcasă, scuturi etc.), fapt ce avantajează foarte mult fabricația.

I. Considerații asupra metodei adoptate

Din punct de vedere al proiectării, față de celelalte tipuri de mașini electrice, mașinile sincrone prezintă o serie de particularități, datorită următorilor factori :

— regimul de funcționare, ca generator sau ca motor, face ca expresiile analitice ale unor mărimi (ca de exemplu : curent, puterea aparentă, diagrama fazorială etc.) să difere între ele ;

— tipul constructiv de rotor cu poli aparenți, pe de o parte, sau înecați și variantă combinată, pe de altă parte, necesită, de regulă, metodici diferite, date fiind configurațiile diferite ale circuitului magnetic și ale sistemului de amortizare ;

— limitarea de către norme a unor mărimi ce au o mare influență asupra dimensionării mașinii, cum ar fi : curentul de scurtcircuit, forțarea excitației, parametrii circuitului de amortizare, reactanțele tranzitorii și supratranzitorii etc.

În funcție de soluțiile constructive alese, precum și în urma observațiilor primite pe parcursul fabricației mașinilor sincrone, metodica de calcul adaptabilă pe calculator are în vedere următoarele considerații :

1. Etapele de parcurgere a calculului de dimensionare cu majoritatea relațiilor analitice utilizate sînt conform literaturii de specialitate și experienței acumulate de proiectanți. S-au mai avut în vedere și următoarele particularități :

a. — transcrierea unor relații astfel încît să fie valabile în ambele regimuri de generator sau motor ;

b — înlocuirea unor elemente sau metode cu caracter grafic, cu altele care au aceeași semnificație, însă bazate pe expresii analitice, deduse pe cale matematică, cum ar fi :

— diagramele fazoriale ;

— curba de magnetizare ;

— lungimea frontală a bobinelor etc.

2. Folosirea la maximum a observațiilor și experienței de proiectare a colectivului din cadrul atelierului de proiectare, în special în ceea ce privește influența factorilor tehnologici, și anume :

— caracteristicile materialelor active ;

— scheme și clase de izolație ;

— corelarea solicitărilor electromagnetice cu tipul constructiv și de ventilație adoptat.

3. Metodica folosită să permită dimensionarea unor serii de circa 3 mașini pentru fiecare gabarit și turație, cu cît mai multe elemente constructive comune :

— aceleași tole pentru circuitul magnetic (stator și rotor) ;

— aceleași dimensiuni (transversale) pentru bobină și o diversificare a conductorilor de bobinaj cît mai mică ;

— aceleași repere constructive pentru același gabarit și, deci SDV-uri comune.

4. Utilizarea unor subprograme (subrutine) ce dau posibilitatea să se țină seama de normele interne și standardele existente. Subrutinele folosite sînt : ABTAU, HFB, HFBKD, ALEN.

Subrutina ABTAU servește la alegerea solicitărilor electromagnetice în funcție de pasul polar. Solicitările electromagnetice sînt luate din curbe conform literaturii de specialitate și date calculatorului sub formă de tabele.

Subrutinele HFB și HFBKD servesc la alegerea intensității cîmpului magnetic în funcție de inducția magnetică. Pentru $B < 1{,}5\ T$, H se alege direct din curba de mangnetizare a tablei silicioase folosite. Pentru $B > 1{,}5 T$, H se alege din curba de magnetizare a tablei silicioase folosită, în funție de coeficientul dentar K_d.

Subrutina ALEN servește la alegerea conductorilor de forma *PE2S* din STAS 10596—76, în funcție de dimensiunile orientative (b_{cu}, S_{cu}), reieșite din calcul.

Toate programele puse la punct, pentru fiecare tip constructiv de mașină sincronă, au fost completate cu încă două subprograme de calcul al caracteristicilor de pornire, și cu un subprogram pentru dimensionarea și verificarea mecanică a diferitelor elemente constructive ce intră în construcția unor mașini electrice sincrone (motor sau generator) și pentru determinarea încălzirii în diferite puncte ale mașinii la un regim de funcționare a sa.

La abordarea calculului mecanic al mașinilor electrice sincrone s-a urmărit rezolvarea următoarelor probleme :

— calculul arborelui cu și fără nervuri ;

— calculul miezului polar al mașinii sincrone care cuprinde :

a. prinderea polului prin coadă de rîndunică și în T ;

b. prinderea polului prin șuruburi ;

c. calculul cornului piesei polare ;

— calculul consolidării bobinajului :

a — al penei ;

b — al bobinajelor ;

— calculul degetelor și segmentelor de presare.

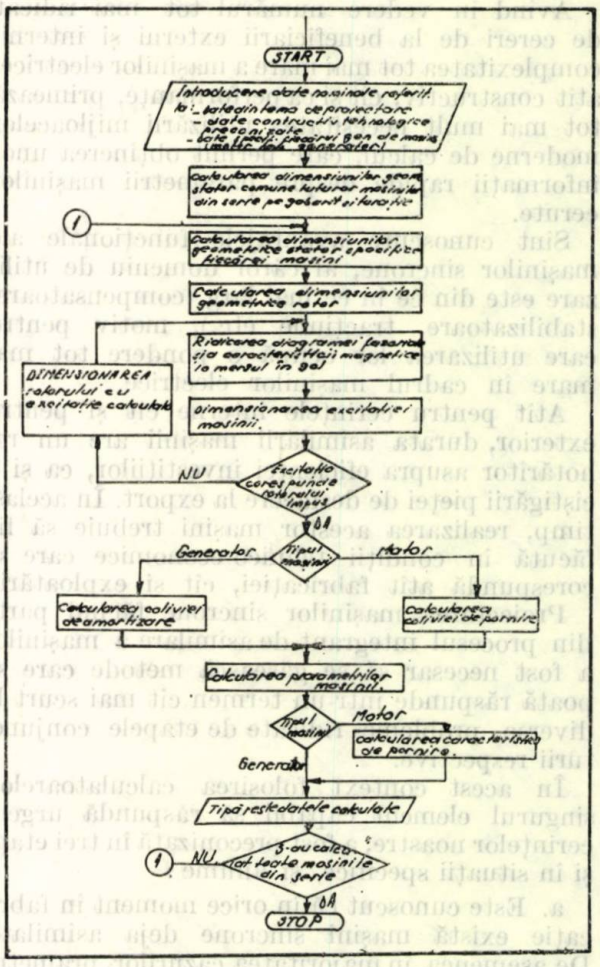


Fig. 1. Algoritmul de calcul al unei serii de mașini sincrone

II. Concluzii

Din studiul și activitatea desfășurată de colectiv în vederea întocmirii unor metodici de proiectare a mașinilor sincrone cu ajutorul calculatoarelor, se desprind următoarele :

— rolul hotărîtor în proiectare revine inginerului proiectant, priceperea și experiența sa fiind factorii determinanți în realizarea unui proiect bun din toate punctele de vedere ;

— calculatorului îi revine rolul analizării, într-un timp foarte scurt, a unui număr foarte mare de variante, care eliberează pe inginer de o muncă de rutină, lăsîndu-i timp pentru munca de concepție ;

— programele elaborate s-au utilizat la calcularea mașinilor sincrone, cum ar fi :

— seria unitară de mașini sincrone cu puteri variind de la 160 kW (195 kVA) ÷ 2 000 kW (2 400 kVA) pe 3 turații 750, 1 000, 1 500 rot/min, și $U_n = 6$ kV ;

— generatorul sincron pentru foraj marin și terestru de 2 500 kVA, 660 V, $n = 1\,000$ rot/min ;

— generator sincron pentru autobasculanta de 100 tf ;

— motor sincron pentru excavatorul de 8—10 m³;

— generatoare sincrone de tracțiune pentru *LDE* de 4 000 și de 3 000 CP;

— seria de generatoare sincrone navale de la 250 kVA ÷ 1 250 kVA, 400 V și 750 rot/min.

Rezultatele obținute cu programele elaborate pentru mașinile sincrone mai sus menționate concordă cu rezultatele obținute la stand, abaterile fiind la unii parametri de maximum 7 %.

Bibliografie

[1] *Sergheev, P. S., Vinogradov, N. V., Gorianov, F. A.* Proiektirovanie elektriceskih mașin. Moskva, Izdatelstvo Energhia, 1969.

[2] *Nicolaide, A.* Mașini electrice, vol. 2, Craiova, Editura Scrisul românesc, 1976

[3] *Wiedemann, E., Kellenberger, W.* Kostruktion elektrischer Maschinen. Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1967.

[4] *Cioc, I., Boros, I., Cristea, N.* Mașini electrice — îndrumar de proiectare. Craiova, Editura Scrisul românesc, 1976.

C Z 621 – 712.2 : 621.313

MAȘINI ELECTRICE
CIRCUITE DE VENTILAȚIE
METODE DE DETERMINARE A DEBITELOR ÎN CANALE RADIALE

Metodă de rezolvare a circuitelor de ventilație la mașinile electrice

PAUL STAVARACHE* — CRAIOVA

Introducere

În ventilația mașinilor electrice un rol important îl ocupă sistemele de ventilație ce presupun existența unor canale radiale în pachetele de tole. Aceste canale se obțin prin divizarea tolelor în pachete separate prin distanțori. Existența distanțorilor rotorici impune considerarea ventilatoarelor formate în canalele radiale. În aceste condiții, schema aerodinamică a mașinii electrice se complică și rezolvarea ei depășește posibilitățile unor calcule inginerești [1].

Optimizarea divizării pachetelor de tole, folosind metoda experimentală, fără un suport teoretic, pe lîngă faptul că repezintă o soluție costisitoare și cu un mare volum de muncă și timp, presupune rezerve în generalizarea rezultatelor. Se impune, deci, găsirea unei metode de determinare a debitelor în canalele radiale, prin calcul, capabilă să dea răspuns în corelarea dimensiunilor constructive cu condițiile unei bune ventilații, respectiv să elimine hazardul în fixarea numărului de canale radiale, stabilirea geometriei pachetelor de tole și geometriei canalelor radiale.

În lucrarea de față se prezintă o metodă generală de soluționare a problemei și se fac unele considerații privind cazurile soluționării ei.

* *Stavarache, P.* este inginer principal, șeful atelierului de proiectare pentru echipamente complexe la CCSIT — Electroputere, — Craiova.

1. Elemente de calcul

Principalele elemente de calcul [2] se pot rezuma la:

a. Mărimi aerodinamice folosite: rezistențe aerodinamice Z_i, exprimate în mm col. H_2O s/m², presiuni statice (H_i), exprimate în mm col. H_2O și debite Q_i, exprimate în m³/s.

b. Teoreme analoage teoremelor lui Kirchhoff din electrotehnică [3]:

$$\sum Z_i Q_i^2 = \sum H_i, \qquad (1)$$

$i \in (p) \quad i \in (p),$

$$\sum_{i \in (r)} Q_i = 0. \qquad (2)$$

Respectiv, suma căderilor de presiune pe rezistențele aerodinamice ale laturilor ce aparțin ochiului p este egală cu suma presiunilor create de ventilatoare, și suma algebrică a debitelor din laturile conectate la nodul r este nulă.

c. Variația presiunii unui ventilator centrifugal în funcție de debit:

$$H = H_0 \left(1 - \frac{Q^2}{Q_{max.}^2}\right), \qquad (3)$$

unde: H_0 este presiunea la funcționarea în gol, iar Q_{max} — debitul maxim.

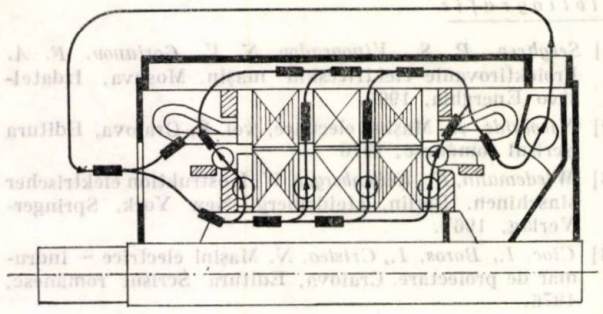


Fig. 1. Secțiune longitudinală prin mașină.

Aceste elemente pot fi completate cu teoremele rezistențelor aerodinamice echivalente (fig. 2)

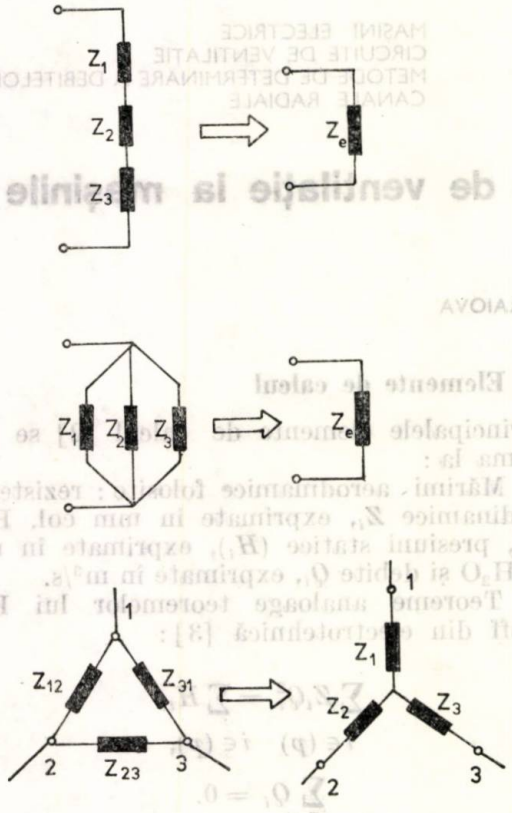


Fig. 2. Rezistențe aerodinamice echivalente.

Caracterul neliniar al modelului matematic al unei rețele aerodinamice ne pune în imposibilitatea de a apela la un întreg arsenal de metode de calcul, folosite în rezolvarea circuitelor electrice cu elemente liniare, izvorîte din aplicarea teoremei superpoziției.

Metoda cunoscută de calculare a circuitelor aerodinamice dintr-o mașină electrică urmărește schema logică din figura 4. Simplificarea schemei inițiale, prin aplicarea transfigurărilor bazate pe teoremele rezistențelor aerodinamice echivalente, nu duce, din păcate, la o simplificare în măsură să permită rezolvarea circuitelor prin metode grafice sau analitice, în general cunoscute. În această situație se impun o serie de ipoteze simplificatoare dintre care amintim :

— considerarea ventilatoarelor dispuse pe laturi legate în paralel ca ventilatoare identice, cînd caracteristicile acestora diferă ;

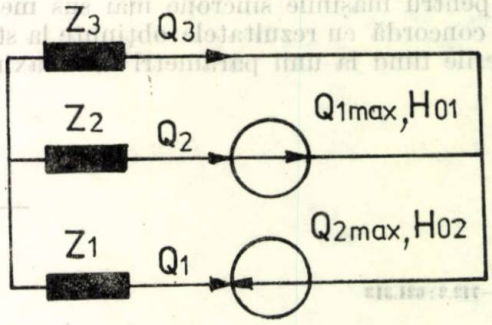


Fig. 3. Schema aerodinamică redusă.

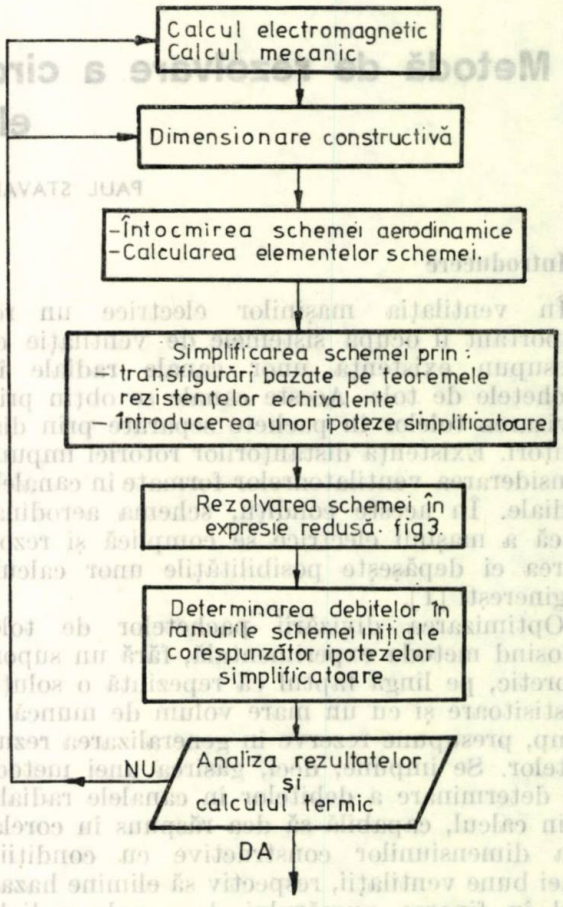


Fig. 4. Schema logică de calcul.

— considerarea ventilatoarelor dispuse în serie pe o latură ca ventilatoare identice, cînd caracteristicile acestora diferă ;

— egalizarea rezistențelor aerodinamice dispuse în laturi legate în paralel și conținînd ventilatoare ;

— eliminarea unei laturi prin repartizarea rezistenței și/sau a ventilatorului în laturile adiacente nodurilor laturii eliminate și unirea într-un singur nod a nodurilor laturii eliminate.

Această categorie de simplificări permite obținerea unei scheme aerodinamice redusă (fig. 3), dar facilitează pierderea controlului preciziei de calcul, alterînd și făcînd incerte rezultatele.

2. Metoda propusă

Metoda propusă constă în eliminarea aproximațiilor necontrolabile, ce se admit în cadrul metodei cunoscute, prin rezolvarea directă a schemei aerodinamice, obținută din schema aerodinamică generală a mașinii, prin transfigurări (fig. 2), de exemplu schema aerodinamică indicată în figura 1.

Metoda se bazează pe scrierea unui sistem de ecuații format din ecuații liniare și neliniare și rezolvarea lui prin unul din procedeele puse la dispoziție de analiza numerică.

Scrierea sistemului de ecuații

Orice schemă aerodinamică reprezintă o schemă cu N noduri și L laturi. Folosind analogia ce există între mărimile electrocinetice, mărimile aerodinamice

mărimi electrocinetice *mărimi aerodinamice*

$$R \rightarrow Z$$

$$I \rightarrow Q$$

$$E \rightarrow H$$

și metoda de rezolvare a circuitelor filiforme liniare de curent continuu, bazată pe utilizarea teoremelor lui Kirchhoff [3], se pot scrie, aplicînd relațiile (1) și (3), $O = L - N + 1$ ecuații independente pentru cele O ochiuri fundamentale, de forma :

$$\sum_{i \in (p)} Z_i Q_i^2 - \sum_{i \in (p)} H_0 \left(1 - \frac{Q_i^2}{Q_{\max i}^2}\right) = 0, \qquad (4)$$

adică : suma algebrică a căderilor de presiune pe rezistențele Z ale laturilor i ce aparțin ochiului p este egală cu suma algebrică a presiunilor create de ventilatoarele aflate pe laturile acestui ochi. Putem scrie aplicînd relația (2), $N - 1$ ecuații pentru cele $N-1$ noduri de aceeași formă.

Se observă că cele O ecuații sînt neliniare, iar cele $N-1$ ecuații au un caracter liniar.

Se poate scrie deci un sistem format din $O + N - 1 = L - N + 1 + N - 1 = L$ ecuații independente avînd L necunoscute Q_i.

Se impune ca pentru scrierea ecuațiilor, să se atribuie în prealabil sensuri de referință arbitrare debitelor din laturi și ochiurilor independente alese.

Terminologia folosită : latură, nod, ochi independent etc., este identică cu cea din electrotehnică [3].

Rezolvarea sistemului de ecuații

Fiind vorba de un sistem de ecuații, din care o parte sînt ecuații neliniare, rezolvarea lor trebuie făcută prin una din metodele de rezolvare a sistemelor de ecuații neliniare. Analiza numerică pune la dispoziție astfel de metode [4,5] : a seriilor întregi, a gradientului, Newton, Kani etc. Aceste metode presupun cunoașterea unei soluții aproximative. Trebuie observat că, datorită numărului de ecuații ale sistemului (mai mare de 3), rezolvarea se face apelînd la calculatorul numeric. În acest caz, limitele aplicării metodei sînt reprezentate de limitele capacității de memorare ale calculatorului numeric folosit.

Adoptînd după [4] metoda Kani, se consideră sistemul compus din ecuațiile (4) și (2), de forma :

$$f_j(x_i) = 0 \mid (j = 1, 2, \ldots, L;\ i = 1, 2 \ldots \ldots, L). \qquad (5)$$

Soluțiile aproximative fiind x_{ai} ($i = 1, 2 \ldots \ldots L$), introducînd un parametru τ, care poate varia între 0 și 1 și notînd valoarea obținută din ecuația (5) prin înlocuirea necunoscutelor cu soluțiile aproximative f_{aj}, se poate scrie sistemul format din ecuațiile (5) sub forma :

$$f_j(x_i) = f_{aj}(1 - \tau). \qquad (6)$$

Derivînd ecuațiile astfel obținute și notînd $x_i' = \frac{dx_i}{d\tau}$, se obține :

$$\sum_{i=1}^{L} \frac{\partial f_j}{\partial x_i} \cdot x_i' = -f_{aj}. \qquad (7)$$

Rezolvînd sistemul astfel format, în raport cu x_i', se obține un sistem de forma :

$$x_i' = F_i(x_j), \qquad (8$$

care poate fi scris, trecînd la diferențe finite :

$$\Delta x_i = \Delta\tau \cdot F_i(x_j). \qquad (9)$$

Împărțind intervalul $\tau \in [0,1]$ în subintervale egale se integrează numeric sistemul (9), pornind de la valorile inițiale x_{ai}, se obțin, pentru $\tau = 1$, soluțiile căutate. Pentru o mai bună înțelegere a metodei, în anexă se prezintă un exemplu de aplicare.

Determinarea soluției aproximative

Determinarea unei soluții aproximative inițiale este importantă nu numai pentru faptul că ea stă la baza rezolvării sistemului de ecuații, dar și pentru că ea permite o primă apreciere asupra corectitudinii întocmirii schemei aerodinamice, și, implicit, determină sistemul de ecuații considerat.

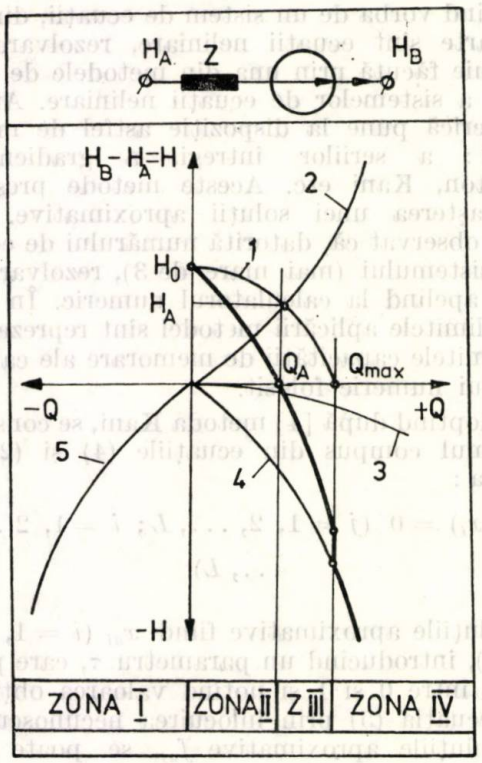


Fig. 5. Caracteristica de funcționare a unei laturi compusă din ventilator și rezistență aerodinamică.

Pentru obținerea unei soluții inițiale se pleacă de la schema aerodinamică prezentată în principiu în figura 1, în care se neglijează ventilatoarele, cu excepția ventilatorului propriu-zis al mașinii. Rezolvarea unei astfel de scheme se reduce la aplicarea teoremelor rezistențelor echivalente și obținerea unui circuit format dintr-o rezistență aerodinamică echivalantă și ventilatorul propriu-zis. Se continuă calculele pînă la obținerea debitelor în laturile schemei inițiale. Aceste debite urmează a fi comparate, în laturile conținînd ventilatoare, cu sensul debitelor considerate inițial în schemă și cu valorile debitelor maxime ale ventilatoarelor din laturile respective. O astfel de comparare este necesară și după obținerea soluției definitive. Interpretarea rezultatelor poate să conducă la reconsiderarea schemei aerodinamice.

Interpretarea rezultatelor

Dacă după rezolvarea schemei debitul dintr-o latură conținînd numai rezistențe aerodinamice rezultă de un sens diferit de cel considerat inițial (în schemă), acest lucru nu afectează calculul. Schimbarea sensului debitului sau mărimea relativă a debitului (față de debitul maxim al ventilatoarelor din ramură), într-o latură conținînd ventilatoare centrifugale, conduce însă la reconsiderarea schemei în latura respectivă.

Pentru a explica cele spuse se face apel la figura 5 unde, pentru o latură cuprinzînd o rezistență aerodinamică Z și un ventilator centrifugal caracterizat prin H_0 și Q_{max} s-au trasat curbele :

ZONA	CARACTERIZARE	INTERPRETARE	RECONSIDERARE
I	$Q<0$	Ventilatorul considerat se comportă ca o simplă rezistență aerodinamică.	Se înlocuiește, în schemă, ventilatorul cu o rezistență aerodinamică și se schimbă sensul debitului.
II	$0<Q<Q_A$	Elementele laturi și sensul debitului sînt bine considerate. Latura, în ansamblu, se comportă ca un ventilator	Nu este cazul.
III	$Q_A<Q<Q_{max}$	Elementele laturii și sensul debitului sînt bine considerate. Latura în ansamblu se comportă ca o rezistență aerodinamică.	Nu este cazul.
IV	$Q>Q_{max}$	Ventilatorul considerat se comportă ca o simplă rezistență aerodinamică.	Se înlocuiește, în schemă, ventilatorul cu o rezistență aerodinamică (fără schimbarea sensului debitului)

Fig. 6. Zonele de funcționare a unei laturi compuse din ventilator și rezistențe aerodinamice.

1. $H = f(Q^2)$ pentru ventilatorul centrifugal;
2. $H = f(Q^2)$ pentru rezistența aerodinamică Z;
3. $H = f(Q^2)$ pentru rezistența aerodinamică Z_v a ventilatorului centrifugal, în ipotezele :

a — ventilatorul nu realizează creșteri de presiuni (nu funcționează ca ventilator);

b — $Z_v = \text{ct.}$ (indiferent de sens);

4. $H = f(Q^2)$, pentru rezistența aerodinamică $Z + Z_v$, cînd debitul are sensul identic cu cel al ventilatorului centrifugal.

5. $H = f(Q^2)$, pentru rezistența aerodinamică $Z + Z_v$, cînd debitul are sensul invers celui al ventilatorului centrifugal.

Apar următoarele puncte caracteristice :

$Q = -\infty$;

$Q = 0$;

$Q = Q_A$ (soluția laturii funcționînd izolat);

$Q = Q_{max}$ (debitul maxim al ventilatorului centrifugal);

$Q = +\infty$;

unde Q este debitul prin latura considerată.

În cele ce urmează se va analiza comportarea laturii, considerînd debitul prin latură ca mărime impusă, iar diferența presiunilor la capetele laturii ca mărime rezultată.

Dacă se pleacă de la $Q = 0$, mergînd în sensul pozitiv al axei absciselor, se observă că între punctele $Q=0$ și Q_A (zona II) funcționarea laturii se face pe o caracteristică rezultată prin scăderea ordonatelor curbei 2 din ordonatele curbei 1. Punctul Q_A reprezintă debitul de funcționare a unui circuit compus din rezis-

tența Z și ventilatorul cu H_0 și Q_{max} (intersecția curbelor 1 și 2). Crescînd debitul în continuare pînă la valoarea Q_{max} caracterul laturii, luate în ansamblu, se modifică din caracter de ventilator ($H_B > H_A$) în caracter de rezistență ($H_A > H_B$), ventilatorul contribuind la obținerea presiunii la capetele laturii. Caracteristica de funcționare se obține tot prin scăderea ordonatelor curbei 2 din ordonatele curbei 1 (Zona III). Creșterea debitului peste valoarea lui Q_{max} se situează în Zona IV unde caracterul laturii menținîndu-se, ventilatorul se comportă ca o rezistență, iar caracteristica de funcționare (curba 4) se obține prin însumarea aritmetică a ordonatelor curbelor 2 și 3. Dacă debitul prin latura considerată are un sens opus sensului debitului creat de ventilator ($-Q$), atunci comportarea laturii are caracter de rezistență și carcteristica de funcționare este reprezentată de curba 5, obținută prin trasarea unei curbe simetrice cu curba 4 față de ordonată.

După cum rezultă din figura 6, dacă s-a considerat în schema inițială funcționarea laturii ca avînd un caracter de ventilator, iar rezultatul calculelor conduce la concluzia că ne situăm în zona 1 sau 4 de funcționare, se impune reconsiderarea elementelor laturii, respectiv modificarea schemei inițiale și refacerea calculelor pentru noua structură.

Trebuie reținută observația că, la atribuirea sensurilor arbitrare ale debitelor pe laturi, la laturile conținînd ventilatoare centrifugale, sensurile debitelor trebuie să corespundă cu sensurile debitelor create de ventilatoare.

În pratică pot apare și alte cazuri de interpretare, în afara cazului laturii conținînd un ventilator și o rezistență. Pentru cîteva din ele s-au trasat caracteristicile și s-au interpretat rezultatele în figurile 7, 8, 9 și 10 folosindu-se notațiile :

Z_i — rezistența aerodinamică a laturii i;

H_i — presiunea statică din latura i sau căderea de presiune statică pe rezistența aerodinamică Z_i;

Q_i — debitul din ramura i sau debitul prin rezistența Z_i;

H_{oi} — presiunea statică de mers în gol a ventilatorului;

Q_{oi} — debitul maxim al ventilatorului i;

H_{vi} — presiunea statică a ventilatorului i, la funcționarea ca ventilator;

H_{zi} — presiunea statică a ventilatorului i, la funcționarea ca rezistență aerodinamică;

Q_{vi} — debitul prin ventilatorul i, funcționînd ca ventilator;

Q_{zi} — debitul prin ventilatorul i, funcționînd ca rezistență aerodinamică;

Q_{vizj} — debitul de funcționare al circuitului format din ventilatorul i și rezistența aero-

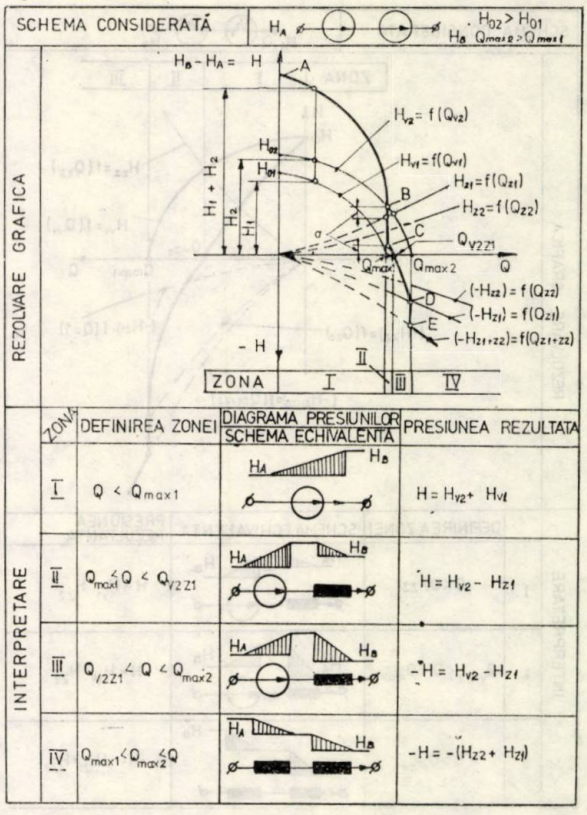


Fig. 7. Caracteristica de funcționare a două ventilatoare centrifugale în serie, acționînd în același sens.

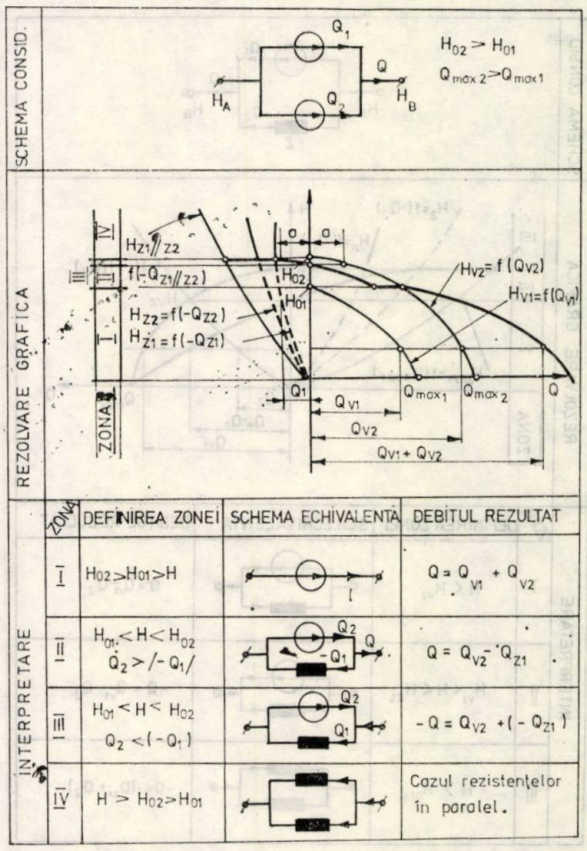


Fig. 8. Caracteristica de funcționare a două ventilatoare centrifugale în paralel.

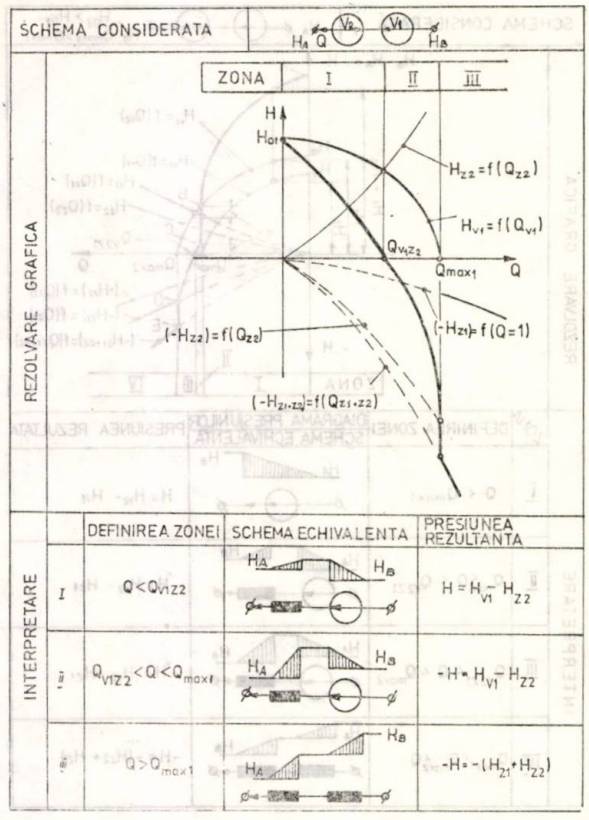


Fig. 9. Caracteristica de funcţionare a unui ventilator centrifugal în paralel cu o rezistenţă aerodinamică.

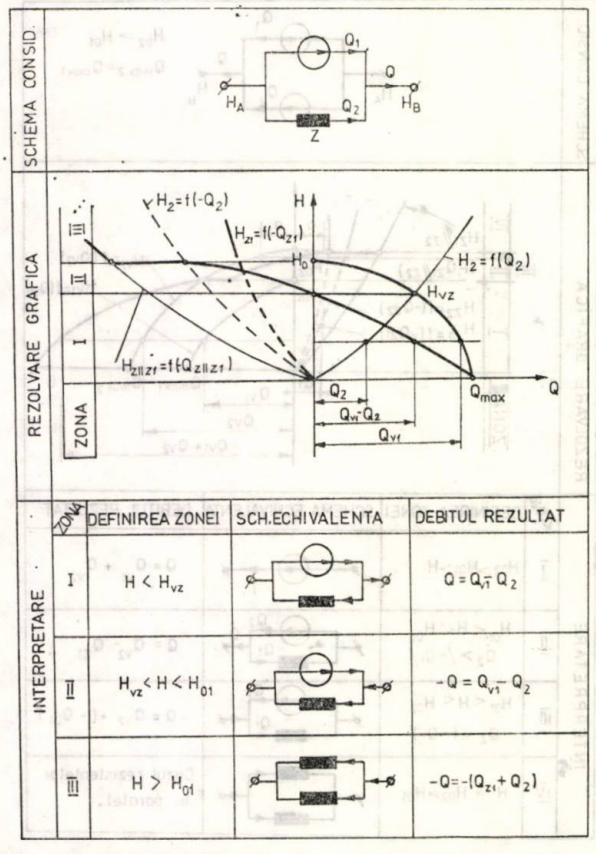


Fig. 10. Caracteristica de funcţionare a două ventilatoare centrifugale în serie, acţionînd în opoziţie.

dinamică a ventilatorului j sau debitul maxim de la care ventilatorul i lucrează în serie cu rezistenţa aerodinamică a ventilatorului j; $Z_i + Z_j$ — rezistenţa echivalentă legării în serie a rezistenţelor aerodinamice Z_i şi Z_j; $Z_i // Z_j$ — rezistenţa echivalentă legării în paralel a rezistenţelor aerodinamice Z_i şi Z_j.

Astfel, din figura 7 rezultă 4 zone de funcţionare :

Zona I

Este definită prin $G < Q < Q_{max\,1}$:

— Presiunea la capetele circuitului este reprezentată de suma presiunilor create de cele două ventilatoare, iar schema laturii poate fi înlocuită cu o schemă echivalentă a unui singur ventilator centrifugal cu : $H_0 = H_{01} + H_{02}$; $Q_{max} = Q_{max\,1}$ şi $H > H_{v2}$(H_{v2} corespunde lui $Q_{max\,1}$ pe caracteristica ventilatorului 2).

Zona II

Este definită prin $Q_{max\,1} < Q < Q_{v2z1}$ şi corespunde creşterii debitului peste $Q_{max\,1}$ cînd, ventilatorul 1 încetează să funcţioneze pe caracteristica de ventilator H_{01}, $Q_{max\,1}$ şi trece pe caracteristica Z_1 (în figura 7 s-au reprezentat, pentru a uşura construcţia grafică, atît caracteristicile reale de rezistenţă aerodinamică a ventilatoarelor, cît şi cele simetrice faţă de abscisă).

Presiunea variază în această zonă de la presiunea corespunzătoare ordonatei „a", la zero.

Schema echivalentă corespunde, în această zonă, funcţionării unui ventilator în serie cu o rezistenţă aerodinamică, caracterul circuitului rămînînd gen ventilator — la trecerea debitului prin circuit, se obţine o creştere de presiune.

Zona III

Este definită prin $Q_{v2z1} < Q < Q_{max2}$, cînd debitul creşte în continuare, dar nu depăşeşte $Q_{max\,2}$.

Din punct de vedere al presiunilor, lucrurile se petrec la fel ca şi în cazul Zonei *II*, cu deosebirea că, se schimbă caracterul circuitului devenind gen rezistenţă aerodinamică, întrucît, la trecerea debitului prin circuit, se obţine o micşorare de presiune (diferenţa dintre presiunea la ieşire şi presiunea la intrare devine negativă).

Zona IV

La o creştere a debitului peste $Q_{max\,2}$, funcţionarea ventilatorului 2 trece de pe caracteristica de ventilator H_{02}, $Q_{max\,2}$, pe caracteristica de rezistenţă aerodinamică Z_2, respectiv, punctul de funcţionare trece din punctul corespunzător lui $Q_{max\,2}$ de pe caracteristică Z_1, în punctul determinat de ordonata $Q_{max\,2}$ şi caracteristica funcţionării în serie a celor două

rezistențe de ventilator $Z_1' + Z_2'$. La o creștere în continuare a debitului, funcționarea se continuă pe caracteristica $Z_1' + Z_2'$.

Schema echivalentă corespunde unei rezistențe aerodinamice echivalente rezultată din înserierea celor două rezistențe aerodinamice.

În mod analog au fost tratate circuitele din figurile 8, 9 și 10.

Din rezolvările grafice prezentate se observă că, în cazul unor laturi de circuit conținînd ventilatoare centrifugale, sau ventilatoare și rezistențe aerodinamice, comportarea calitativă a ventilatoarelor depinde de mărimea, de sensul debitului și de căderea de presiune ce caracterizează latura de circuit respectivă. Rezultă o concluzie importantă și anume: ventilatoarele dintr-o schemă aerodinamică pot funcționa și ca simple rezistențe aerodinamice, în condiții de debit sau presiune date.

Aplicarea metodei propuse

Metoda propusă reprezintă cazul general de rezolvare și se aplică urmărind schema logică din figura 11. În cazul particular al neglijării efectului de ventilație determinat de distanțorii din canalele radiale, calculul poate fi efectuat manual, fără a apela la calculatorul numeric; iar în cazul că debitele rezultate prin canalele radiale sînt mai mari decît debitele maxime ale ventilatoarelor create de distanțori, ele reprezintă chiar soluția căutată (varianta *A* din schema logică fig. 11). În acest caz, efectul de ventilație a distanțorilor este nul, contribuind la schema aerodinamică numai prin rezistențele lor aerodinamice, rezistențe de care trebuie să se țină seama într-un calcul mai exact și care conduc la reconsiderarea schemei din figura 1.

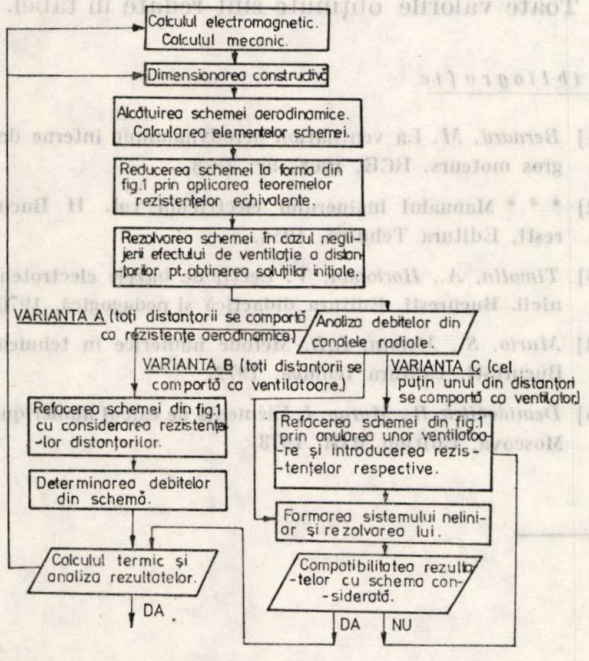


Fig. 11. Schema logică a metodei propuse.

În caz că debitele obținute în canalele radiale sînt mai mici decît debitele maxime ale ventilatoarelor create de distanțori, se trece la formarea și rezolvarea sistemului neliniar de ecuații (varianta *B* din schema logică fig. 11). Rezolvarea sistemului neliniar implică reconsiderarea schemei și în cazul în care numai o parte din debitele obținute în canalele radiale vor fi mai mici decît debitele maxime ale ventilatoarelor create de distanțori (varianta *C* fig. 11). Vor apare în acest caz o parte din canalele radiale cu ventilatoare și o parte din canale fără ventilatoare. După rezolvarea sistemului de ecuații pe calculator, rezultatele obținute urmează a fi interpretate și comparate cu schema aerodinamică, iar în cazul unor incompatibilități se reface schema și sistemul de ecuații, refăcîndu-se calculul. Dacă soluțiile obținute corespund schemei considerate, se poate trece la calculul termic.

Metoda, din punct de vedere matematic, permite determinarea debitelor în canalele radiale cu precizia dorită, care oricum este mai mare decît precizia determinării mărimilor elementelor schemei aerodinamice.

Prin determinarea debitelor în canalele radiale, pe lîngă o cunoaștere a repartiției lor, se poate acționa în sensul obținerii unei repartiții voite și se poate aprecia aportul distanțorilor din canalele radiale la efectul general de ventilație al mașinii în ansamblu. Se elimină concomitent erorile ce apăreau la metoda obișnuită prin ipoteza funcționării distanțorilor numai ca ventilatoare.

Aplicarea acestei metode reprezintă un instrument de calcul, capabil să contribuie la optimizarea aerodinamică a mașinii electrice prevăzute cu canale radiale, prin dimensionarea corectă a lățimii canalelor radiale și a numărului lor.

3. Concluzii

1. Metoda cunoscută de determinare a debitelor în canalele radiale ale mașinilor electrice nu poate fi acceptată decît ca o metodă aproximativă de determinare a debitului total prin mașină, datorită erorilor pe care le admite.

2. Metoda propusă permite determinarea debitelor în canalele radiale, considerînd ipotezele făcute, cu o precizie superioară preciziei de determinare a elementelor schemei aerodinamice.

3. Comportarea distanțorilor rotorici în cadrul schemei aerodinamice este determinată de sensul și mărimea relativă a debitului din canalul radial respectiv. Distanțorii se pot comporta uneori ca ventilatoare, contribuind la obținerea debitului, iar alteori, ca rezistențe aerodinamice influențînd defavorabil debitul prin mașina electrică. În schemele aerodinamice, spre deosebire de schemele electrice, sensul debitului

dintr-o latură conținînd un ventilator nu poate fi arbitrar ales, ci trebuie să corespundă cu sensul debitului ventilatorului funcționînd în gol.

4. Metoda propusă apelează la un calculator numeric și ca atare limitele aplicării metodei sînt determinate de limitele memoriei calculatorului cifric avut la dispoziție.

5. Determinarea debitelor prin canalele radiale se poate face printr-un calcul manual, cînd distanțorii rotorici se comportă ca simple rezistențe aerodinamice.

avînd soluțiile :

$$x_1' = -\frac{7 - 3x_2}{8(1 + 3x_1x_2)}; \quad x_2' = -\frac{1 + 7x_1}{8x_2(1+3x_1x_2)};$$

și deci :

$$\Delta x_1' = -\Delta\tau\frac{7 - 3x_2}{8(1 + 3x_1x_2}; \qquad \Delta x_2' = -\Delta\tau\frac{1 + 7x_2}{8x_2(1 + 3x_1x_2)}.$$

τ	0	0,2	6,4	0,6	0,8	1,0
x_1	−1,000	−1,085	−1,159	−1,2249	−1,2853	−1,3413
x_2	−0,500	−0,620	−0,7081	−0,7806	−0,8433	−0,8990
x_1'	−0,425	−0,370	−0,3294	−0,3019	−0,2802	
x_2'	−0,600	−0,4406	−0,3627	−0,3135	−0,2788	
Δx_1	−0,085	−0,074	−0,0658	−0,06037	−0,0560	
Δx_2	−0,120	−0,8812	−0,0725	−0,0627	−0,0558	

ANEXA

Exemplu de aplicare a metodei.

Se consideră, după [4] sistemul (5) format din :

$$f_1 = x_1^2 - x_2^2 - 1 = 0;$$

$$f_2 = x_1 + x_2^3 + 2 = 0.$$

Trebuie observat că în exemplul prezentat forma ecuațiilor nu este tipică circuitelor de ventilație, ea s-a adoptat pentru obținerea unei exemplificări cît mai succinte.

Cu soluțiile aproximative $x_1 = -1$ și $x_2 = -0,5$ se obține :

$f_{a1} = -0,250$ și $f_{a2} = +0,875$, iar sistemul (6) devine :

$$\begin{cases} x_1^2 + x_2^2 - 1 = -0,250(1 - \tau); \\ x_1^2 + x_2^3 + 2 = +0,875\ (1 - \tau). \end{cases}$$

Derivînd ecuațiile în raport cu τ sistemul (7) capătă forma :

$$\begin{cases} 2x_1 \cdot x_1' - 2x_2 \cdot x_2' = +0,250 \\ x_1' + 3x_x^2 \cdot x_2' = -0,875, \end{cases}$$

Considerînd intervalele $\Delta\tau = 0,2$ se obține, pentru $\tau = 0$: $x_{10}' = -0,425$; $x_{20}' = 0,600$; $\Delta x_{10} = 0,085$; $\Delta x_{20} = -0,120$, iar pentru intervalul următor ($\tau = 0,2$), rezultă : $x_{10,2} = -1,085$ și $x_{20,2}' = -0,620$. Operațiile se continuă pînă la $\tau = 1$.

Toate valorile obținute sînt redate în tabel.

Bibliografie

[1] *Bernard, M.* La ventilation aerodynamique interne des gros moteurs. RCE, 1968, nr. 7–8.

[2] * * * Manualul inginerului electrician **vol. II** București, Editura Tehnică, 1954.

[3] *Timotin, A., Hortopan, V.* Lecții de bazele electrotehnicii. București, Editura didactică și pedagogică, 1970.

[4] *Mario, S., Melvin, L.B.* Metode numerice în tehnică, București, Editura tehnică, 1972.

[5] *Demidovitch, B., Maron, I.* Éléments de calcul numérique Moscova, Edition MIR, 1973.

CZ 621.436 : 621.335.2

LOCOMOTIVA DIESEL-ELECTRICĂ
MOTOR DIESEL-GENERATOR SINCRON — REDRESOR

Unele aspecte teoretice şi epxerimentale ale funcţionării în comun a ansamblului motor diesel—generator sincron—redresor cu aplicaţie la locomotiva diesel electrică Co—Co 2 940 kW/2250 kW (4 000 CP).

FLOREA BURDUBUŞ, IRINA BURDUBUŞ, ADRIAN POPESCU * — CRAIOVA

Generalităţi

Realizarea în ultimul deceniu de motoare diesel cu puteri unitare mari a condus la depăşirea limitelor maxime ale încărcărilor electrice şi magnetice ale generatoarelor de curent continuu pentru transmisia electrică a locomotivelor diesel. Aceasta a avut ca urmare înlocuirea lor cu generatoare sincrone ce se execută practic fără limitări, pentru puterile de 2 200 kW — 4 400 kW (3 000 CP ÷ 6 000 CP) ale motoarelor diesel pentru tracţiune ce se construiesc în prezent şi cu care formează grupurile diesel — generator ale locomotivelor diesel cu transmisie curent alternativ-curent continuu.

1. Principiul transmisiei electrice alternativ-continuu

Rezolvarea în bune condiţii a problemelor ridicate de realizarea locomotivelor cu puteri unitare mari a fost posibilă, deci, prin înlocuirea generatorului clasic de curent continuu cu generatorul sincron şi completarea transmisiei cu un redresor cu siliciu, antrenarea roţilor făcîndu-se tot cu motoare electrice de curent continuu. În acest fel transmisia de forţă curent alternativ-curent continuu se compune dintr-un generator sincron, un redresor şi motoare de curent continuu, conform schemei bloc din figura 1.

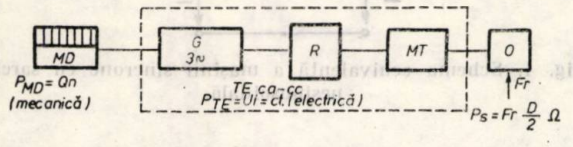


Fig.1. Schema-bloc a unei locomotive diesel-electrice cu transmisie c.a.—c.c. :

MD—motor diesel; *G*—generator sincron; *R*—redresor; *D*—diametrul roţii locomotivei; *MT*—motoare de tracţiune; *O*—osii locomotivă (sarcina); F_r—forţa de rezistenţă la obadă; Ω—viteza locomotivei.

Funcţionarea în comun a motorului diesel cu transmisia electrică, impune realizarea prin mijloace interne şi externe acţionării $MD + G + MT$, adaptarea caracteristicilor motorului diesel, cuplu efectiv M_e şi putere efectivă P_e, funcţie de turaţie, în întreg domeniul de viteze al locomotivei, astfel ca fiecărei turaţii să i se asocieze acea valoare a injecţiei care asigură consumul optim de combustibil.

Deoarece motorul diesel nu suportă în funcţionare şocuri de suprasarcină, sub variaţii mari de cuplu şi turaţie, este necesar să se asigure un regim de putere constantă, sub forma unui cuplu (injecţie), şi a unei turaţii constante. Aceasta impune realizarea la generator a unei caracteristici externe căzătoare. La generatorul de curent continuu caracteristica externă căzătoare se obţine prin compunerea separată a excitaţiilor, derivaţie şi seria anticompound. În cazul generatorului sincron, obţinerea caracteristicilor căzătoare este simplificată de faptul că acest tip de maşină posedă în mod natural o asemenea caracteristică (fig. 2.), reacţia indusu-

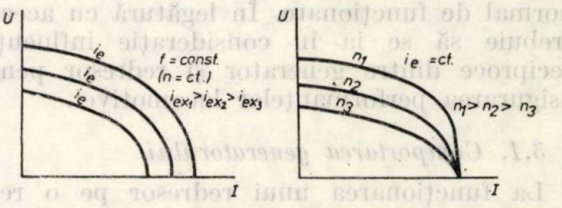


Fig. 2. Caracteristicile externe ale generatorului sincron.

lui producînd un efect demagnetizant, analog celui realizat la generatorul de curent continuu cu ajutorul înfăşurării serie anticompound.

Puterea electrică constantă în transmisie se obţine prin comanda curentului de excitaţie al generatorului sincron şi prin slăbirea fluxului motoarelor de tracţiune.

În condiţiile variaţiei continue a forţei rezistente F_r şi a vitezei sarcinii Ω, acţionarea $MD—TE$ trebuie să realizeze egalitatea pute-

* Ing. *Burdubuş, Fl.* este şef atelier proiectare locomotive din cadrul CCSIT Electroputere-Craiova ; dr. ing. *Burdubuş, I.* este proiectant principal, iar ing. *Popescu, A.* este proiectant la acelaşi atelier de proiectare.

rilor sarcinii și a motorului diesel ($P_s = P_{MD}$). La locomotivele diesel electrice aceasta se asigură printr-o reglare automată a caracteristicii externe a generatorului sincron și anume la UI = constant (hiperbolă), printr-o schemă ca cea prezentată de exemplu în figura 3.

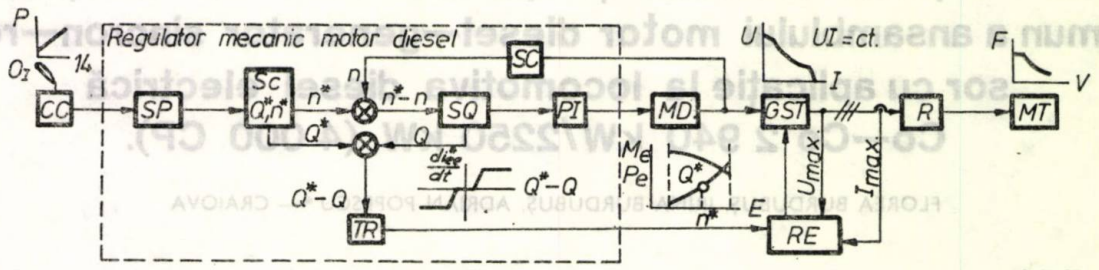


Fig. 3. Schema funcțională a sistemului de reglare automată a puterii la o *LDE* cu transmisie de c.a.—c.c.; cc-controler de comandă; *SP*-servomecanism pneumatic; *Sc*-servomecanism comandă injecție și turație; *SC*-servoregulator centrifugal pentru turație; *SQ*-servomecanism injecție; *PI*-pompe injecție; *MD*-motor diesel; *GST*-grup sincron de tracțiune; *R*-redresor trifazat în punte; *MT*-motoare de tracțiune; *RE*-regulator de excitație; *TR*-traductor rezistiv pentru excitație.

2. Ansamblul generator sincron-redresor în componența transmisiei c.a.—c.c.

Introducerea redresorului ca element al transmisiei electrice atrage după sine reconsiderări teoretice și practice privind generatorul sincron de tracțiune și măsuri speciale de protecție a sa.

Încărcarea transmisiei electrice de la sarcini parțiale pînă la sarcina nominală a motorului diesel, de la demaraj pînă la viteza maximă a locomotivei, face ca generatorul sincron să funcționeze de la regimul de scurtcircuit stabil la sarcini reduse, iar redresorul să parcurgă aproape întreaga caracteristică externă $u_r(i_r)$.

Atît pentru generatorul sincron, cît și pentru redresor regimul de scurtcircuit este un regim normal de funcționare. În legătură cu aceasta trebuie să se ia în considerație influențele reciproce dintre generator și redresor pentru asigurarea performanțelor locomotivei.

3.1. Comportarea generatorului

La funcționarea unui redresor pe o rețea rigidă (de putere infinită) aceasta nu este influențată de regimul armonic introdus de redresor. În cazul funcționării redresorului cu generatorul sincron al locomotivei, acesta avînd o putere limitată, curentul său de sarcină este deformat, sistemul de curenți rămînînd simetric dar nesinusoidal.

Curba curentului poate fi descompusă într-o serie armonică de timp, fiecare armonică de timp producînd seria proprie de armonici de spațiu. Pentru armonica fundamentală a t.m.m. de spațiu, produsă de armonicile de curent, sînt valabile relațiile :

— frecvența $f_\nu = \nu f$;
— perechea de poli $p_\nu = p$;
— viteza $n_\nu = \nu_n$.

Sensul de rotație a unei armonici a t.m.m. produsă de armonica de curent, se determină cu expresia $6n \pm 1$ ($n = 0, 1, 2, \ldots$), semnul plus determinînd ordinul pentru succesiunea directă, iar semnul minus pentru succesiunea inversă. În curba t.m.m. existînd armonici de frecvență înaltă, produse de fiecare armonică a curentului nesinusoidal, se poate lua în considerare faptul că componentele acestor armonici din curba cîmpului nu se mai închid pe drumul obișnuit al cîmpului rezultant (stator-întrefier-rotor). Reactanțele mașinii cresc cu ordinul armonicii. Neglijînd rezistențele, circuitele care acționează după axa d — circuitul statoric d, circuitul de excitație e și circuitul longitudinal D — pot fi considerate supraconductoare [1]. În acest caz curentul care apare în circuitul d este limitat de reactanța supratranzistoare X''_d. Se demonstrează [2] că generatorul sincron funcționînd cu o sarcină nesinusoidală se poate echivala cu o rețea de putere infinită de tensiune U în serie cu o reactanță X''_d (reactanța supratranzitorie). Schema echivalentă a mașinii este în acest caz cea din figura 4 [1].

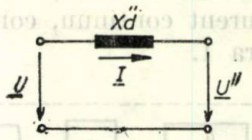


Fig. 4. Schema echivalentă a mașinii sincrone cu sarcină nesinusoidală.

Concluzia practică a celor de mai sus este aceea că redresorul integrat în transmisie se poate considera ca fiind alimentat de la o rețea rigidă de tensiune sinusoidală, relațiile de calcul ale caracteristicii sale $u_r(i_r)$ rămînînd valabile și, deci, cu ajutorul valorilor impuse pentru curent și pentru tensiune pe partea de curent continuu și cu schema echivalentă din figura 4 se poate calcula curentul de excitație al genera-

torului sincron [1]. Faptul este de o importanţă deosebită, deoarece maşina sincronă trebuie să asigure o anumită caracteristică $U_r(I_r)$, necesară pentru a acoperi un domeniu cît mai mare de viteze, cu utilizarea puterii totale a motorului diesel. Acest lucru nu ar putea fi posibil dacă maşina nu ar avea circuitul de excitaţie corespunzător dimensionat (pentru a obţine o anumită tensiune la un curent de sarcină dat, este necesar un curent de excitaţie mai mare în regim nesinusoidal decît în regim sinusoidal).

3.2. Comportarea redresorului

Cu cele prezentate la 3.1., redresorul locomotivei are schema de conectare din figura 5 şi caracteristica $u_r(i_r)$ de funcţionare pînă la scurtcircuit prezentată în figura 6 [1].

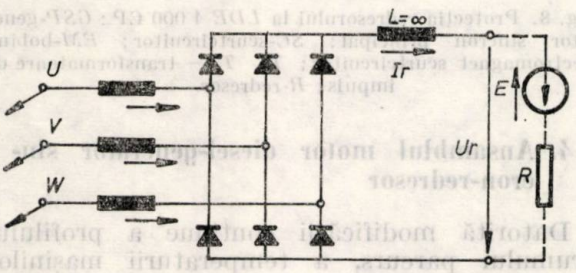


Fig. 5. Schema de conectare a redresorului.

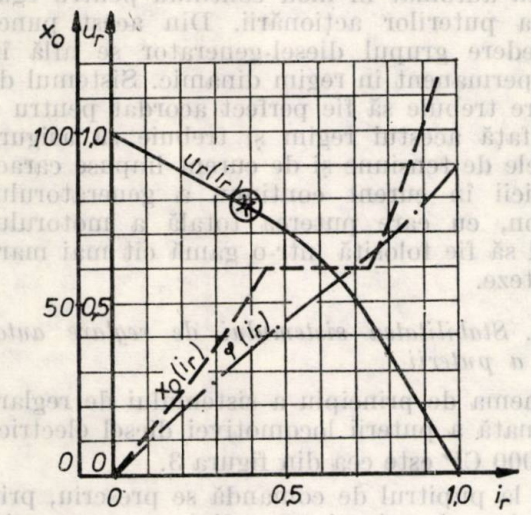


Fig. 6. Caracteristica $u_r(i_r)$ a redresorului.

Pentru puterea totală a grupului diesel-generator al locomotivei de 4 000 CP, pe standul reostatic de la IEPC, s-a determinat un punct al caracteristicii redresorului pentru $I_r = 2\,000$ A, $U_r = 1\,205$ V, oscilografiindu-se unghiul de comutaţie. Au rezultat: $x_0 = 57°$; $u_r = 0{,}77$ şi $i_r = 0{,}39$, valori cu care se verifică curba din figura 6. Această verificare conduce la următoarea concluzie importantă: caracteristica externă (naturală) UI în curent continuu a generatorului principal nu mai este o elipsă (pentru $f = \text{const}$ şi $i_e = \text{const}$), ci are alura caracteristicii pînă la scurtcircuit a redresorului.

3.3. Protecţia redresorului

Avînd în vedere situaţiile practice de defect, generatorul sincron şi redresorul pot fi puse în următoarele cazuri de funcţionare:

— scurtcircuit la bornele redresorului;

— cerc de foc la colectorul motorului de tracţiune;

— defectarea unui braţ al punţii de redresare.

3.3.1. Scurtcircuit la bornele redresorului

La scurtcircuitarea bornelor redresorului, generatorul sincron este pus în mod brusc în scurtcircuit trifazat simetric. Curentul de scurtcircuit care circulă prin diode depinde de valoarea curentului continuu component şi are valoarea cea mai mare în dioda care conduce pentru alternanţa pozitivă în momentul defectului. Curenţii de fază ai generatorului sincron variază ca în cazul unui scurtcircuit fără redresor, conţinînd componentele simetrice şi aperiodice ale scurtcircuitului trifazat brusc.

Pentru generatorul sincron al locomotivei de 4 000 CP s-a efectuat calculul scurtcircuitului trifazat brusc, pentru cazurile în care se produce la puteri parţiale (500 rot/min, 800 rot/min la motorul diesel) sau la puterea totală (1 100 rot/min). Calculul s-a făcut cu valorile nesaturate ale reactanţelor, pentru tensiunile maxime ale curbelor de putere considerate (zona curenţilor mici).

A rezultat că, curentul prin dioda care conduce pentru alternanţa pozitivă are desfăşurarea din figura 7.

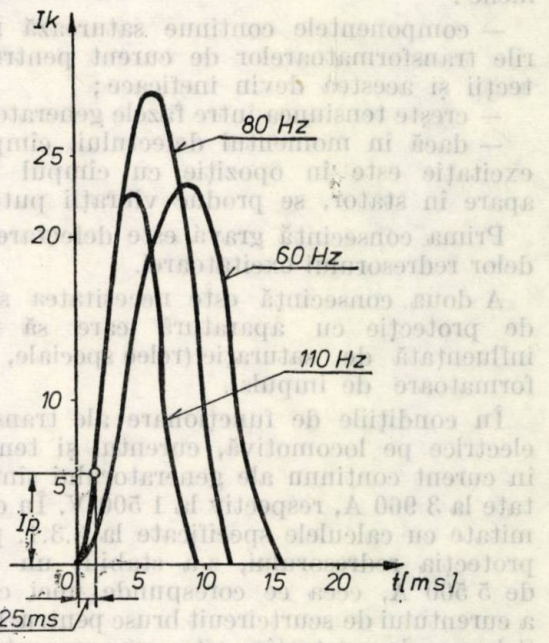


Fig.7. Valoarea de vîrf a curentului de scurtcircuit trifazat brusc printr-o diodă: I_p — curentul de acţionarea scurtcircuitorului.

3.3.2. Cerc de foc la colectorul motorului de tracțiune

Este cel mai frecvent caz de defect care poate să apară practic. Defectul apare după redresor. Rotorul motorului de tracțiune fiind scurtcircuitat, în circuitul defectului rămîn polii principali și polii auxiliari. Dar polii auxiliari se saturează foarte repede în primul moment la valoarea de șoc a curentului de scurtcircuit, inductivitatea lor dinamică scade foarte mult, încît se poate considera că, practic, nu influențează procesul tranzitoriu. Cazul cel mai defavorabil de defect — tensiune mare — presupune polii principali șuntați (funcționare cu slăbire de cîmp) și deci, inductivitatea lor poate fi considerată nulă. Rămîne în circuitul extern numai rezistența polilor principali, care fiind foarte mică, reduce defectul la cazul prezentat a 3.3.1. — scurtcircuit la bornele redresorului.

3.3.3. Defectarea unui braț al punții redresoare

Reprezintă cel mai periculos defect care poate să apară în funcționarea în comun a generatorului sincron cu redresorul. Considerînd că defectul apare la mersul în gol, într-un braț plus, între generatorul sincron și redresor apare o coneziune asimetrică prin care circulă curentul de defect, cu valorile succesive ale curentului trifazat și bifazat de scurtcircuit.

Cîmpul magnetic al indusului conține o componentă fixă în spațiu. Acesta face ca în rotor să se inducă o t.e.m. de rotație. Redresorul excitatoarei va redresa curentul produs de această t.e.m. Ca urmare, generatorul se autoexcită, producîndu-se următoarele fenomene :

— componentele continue saturează miezurile transformatoarelor de curent pentru protecții și acestea devin ineficace ;

— crește tensiunea între fazele generatorului ;

— dacă în momentul defectului, cîmpul de excitație este în opoziție cu cîmpul fix ce apare în stator, se produc vibrații puternice.

Prima consecință gravă este defectarea diodelor redresorului excitatoarei.

A doua consecință este necesitatea soluției de protecție cu aparatură care să nu fie influențată de saturație (relee speciale, transformatoare de impuls).

În condițiile de funcționare ale transmisiei electrice pe locomotivă, curentul și tensiunea în curent continuu ale generatorului sînt limitate la 3 960 A, respectiv la 1 500 V. În conformitate cu calculele specificate la 3.3.1. pentru protecția redresorului, s-a stabilit un curent de 5 500 A, ceea ce corespunde unei creșteri a curentului de scurtcircuit brusc pentru 1,5 ms. Schema de protecție este cea prezentată în figura 8 și este realizată cu un scurtcircuitor trifazat ultrarapid, acționat prin două transformatoare de impuls, ale căror ieșiri lucrează pe o schemă de comparare (opoziție). Protecția este eficientă la toate cazurile de defect enumerate mai înainte.

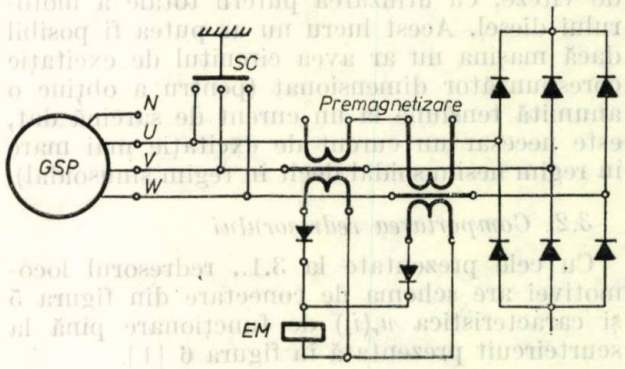


Fig. 8. Protecția redresorului la *LDE* 4 000 CP : *GSP*-generator sincron principal ; *SC*-scurtcircuitor ; *EM*-bobină electromagnet scurtcircuitor ; T_1, T_2 — transformatoare de impuls ; *R*-redresor.

4. Ansamblul motor diesel-generator sincron-redresor

Datorită modificării continue a profilului drumului parcurs, a temperaturii mașinilor electrice, și a puterii cerute de serviciile auxiliare, transmisia electrică a locomotivei este reglată automat în mod continuu pentru egalizarea puterilor acționării. Din acest punct de vedere grupul diesel-generator se află în mod permanent în regim dinamic. Sistemul de reglare trebuie să fie perfect acordat pentru a face față acestui regim și trebuie să asigure limitele de tensiune și de curent impuse caracteristicii în curent continuu a generatorului sincron, cu care puterea totală a motorului diesel să fie folosită într-o gamă cît mai mare de viteze.

4.1. Stabilitatea sistemului de reglare automată a puterii

Schema de principiu a sistemului de reglare automată a puterii locomotivei diesel electrice de 4 000 CP este cea din figura 3.

De la pupitrul de comandă se prescriu, prin controler și prin intermediul servomecanismului *SC* din regulatorul mecanic, turația n în injecția Q, după curba de consum optim a motorului diesel. Servomecanismul de injecție *SQ* al regulatorului mecanic comandă prin eroarea de injecție $Q^* - Q$ servomecanismul traductorului rezistiv *TR*, prin care se prescrie curentul de excitație (mărimea E) pentru regulatorul electronic de excitație al generatorului sincron principal *RE*. Regulatorul de excitație controlează curentul în excitația excitatoarei generatorului sincron principal, asigurînd totodată limitarea tensiunii și curentului

La punerea în funcțiune pe standul reostatic al IEPC a prototipului locomotivei, sistemul de reglare a fost instabil, prezentînd oscilații întreținute de frecvență joasă (1 Hz) la puteri reduse — treptele 2 ÷ 7 ale controlerului — și oscilații amortizate către treptele 12—14.

Pentru studiul stabilității sistemului de reglare automată a puterii s-au efectuat măsurători și înregistrări și s-a elaborat de IPA-București un studiu în urma căruia s-a determinat caracteristica regulatorului de excitație al generatorului sincron principal. Regimul de funcționare în comun a motorului diesel cu generatorul pentru care s-a studiat stabilitatea este nregistrat pe porțiunea de oscilogramă prezentată în figura 9.

— carateristica neliniară a servoregulatorului de injecție SQ;

— elementele de multiplicare pentru tensiuni (produs dintre turație și flux);

— element pătratic și element de împărțire pentru puterea generatorului $\left(\frac{U^2}{R}\right.$ sarcină reostat$\left.\right)$ și pentru cuplul generatorului $\left(\frac{P}{\Omega}\right)$.

Pentru analiza sistemului s-a făcut liniarizarea în jurul unui punct de funcționare, însemnat la mărimile din figura 9, prin indicele zero. S-a obținut schema-bloc prezentată în figura 10.

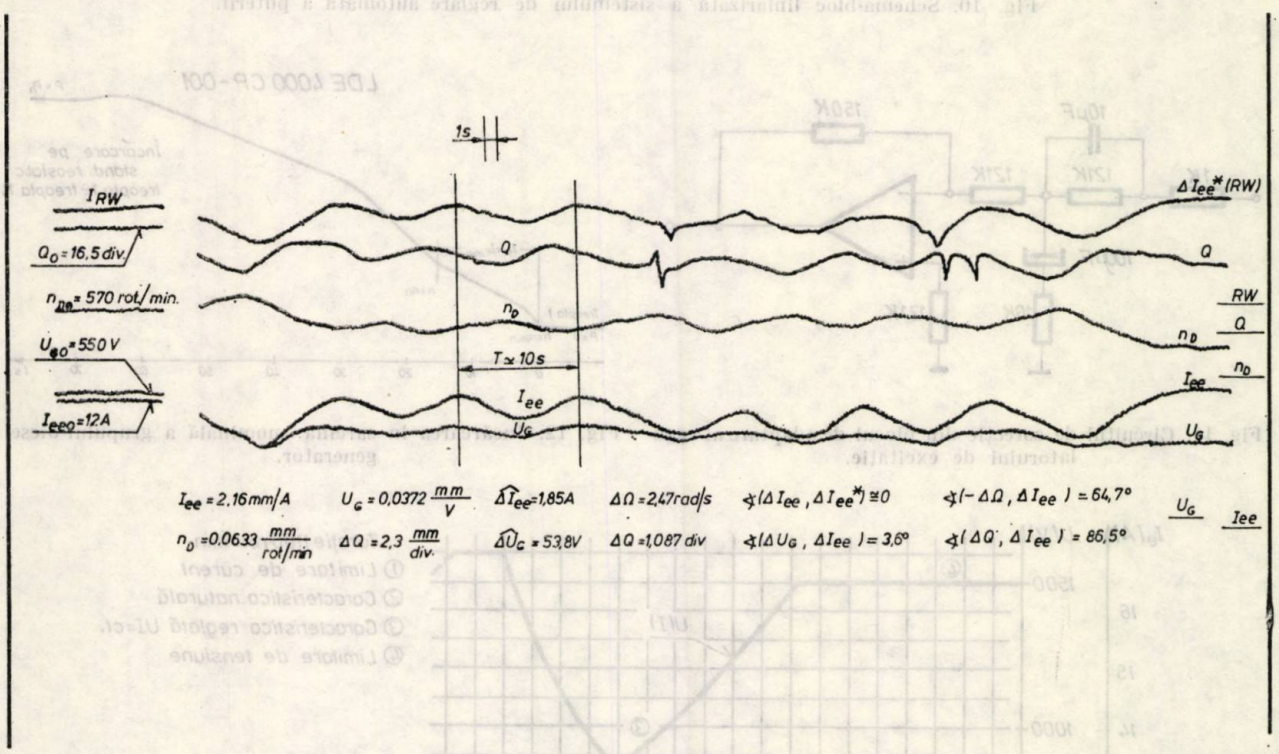


Fig. 9. Înregistrare funcționare grup diesel-generator *LDE* 4 000 CP (regim oscilant).

Au fost înregistrate următoarele mărimi pentru treapta a 3-a a controlerului de comandă:

I_{ee} — curentul de excitație al excitatoarei;

I_{RW} — curentul în circuitul traductorului din regulatorul mecanic;

U_G — tensiunea generatorului sincron principal;

n_D — turația motorului diesel;

Q — poziția pistonului de putere.

Pornind de la aceste rezultate experimentale și dezvoltînd funcțiile de transfer ale tuturor elementelor, s-a stabilit schema-bloc a sistemului de reglare automată a puterii. Această schemă conține cîteva neliniarități principale:

Din studiul sistemului făcut în baza acestei scheme, IPA a conceput un circuit de corecție (fig. 11), pe care l-a introdus în blocul de adaptare. Cu ajutorul acestui circuit s-a obținut o comportare amortizată a funcționării grupului diesel-generator. În figura 12 se prezintă curba de încărcare de la gol la sarcină nominală a grupului locomotivei prototip, din care rezultă o perfectă ajustare a reglării de putere.

4.2. Caracteristica externă reglată în curent continuu a generatorului sincron

În figura 13 se prezintă caracteristica reglată în curent continuu a generatorului sincron al locomotivei de 4 000 CP, pentru puterea nominală, ridicată pe un stand reostatic cu apă, de la scurtcircuit pînă la tensiunea maximă.

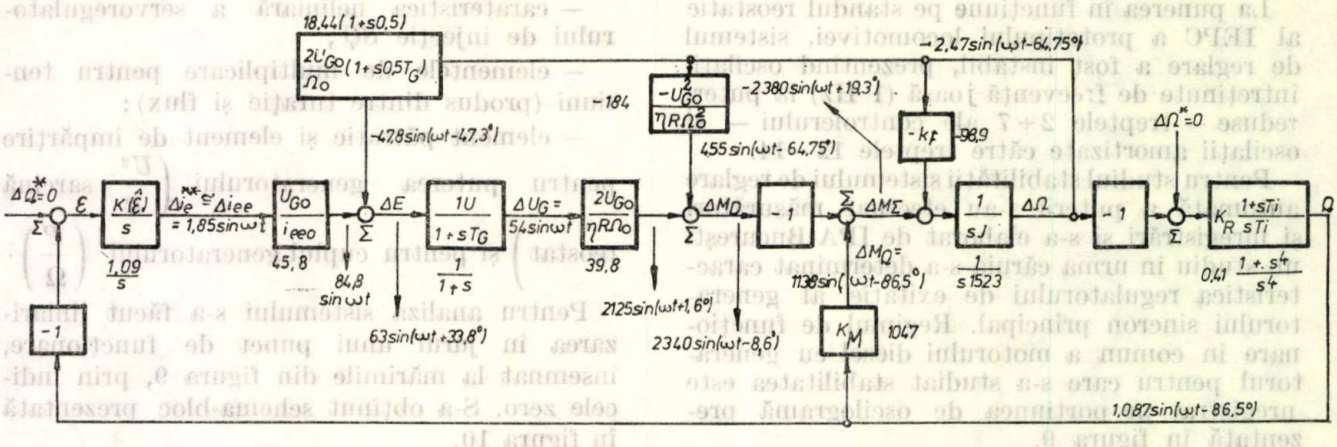


Fig. 10. Schema-bloc liniarizată a sistemului de reglare automată a puterii.

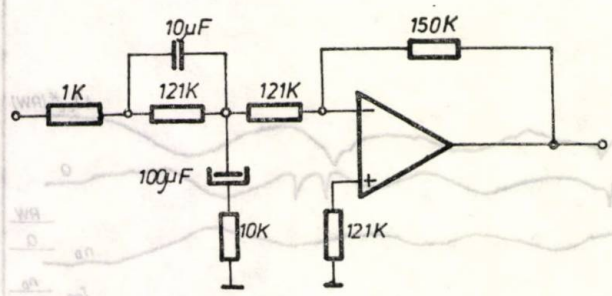


Fig. 11. Circuitul de corecție din blocul de adaptare al regulatorului de excitație.

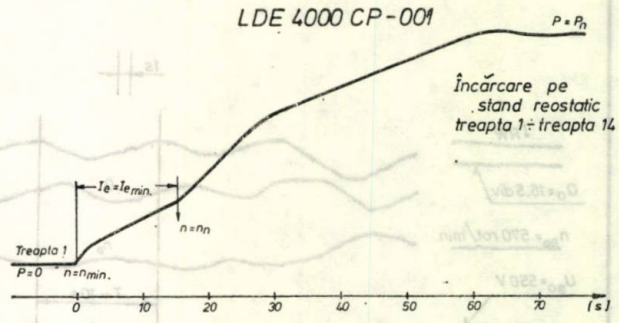


Fig. 12. Încărcarea în sarcină nominală a grupului diesel generator.

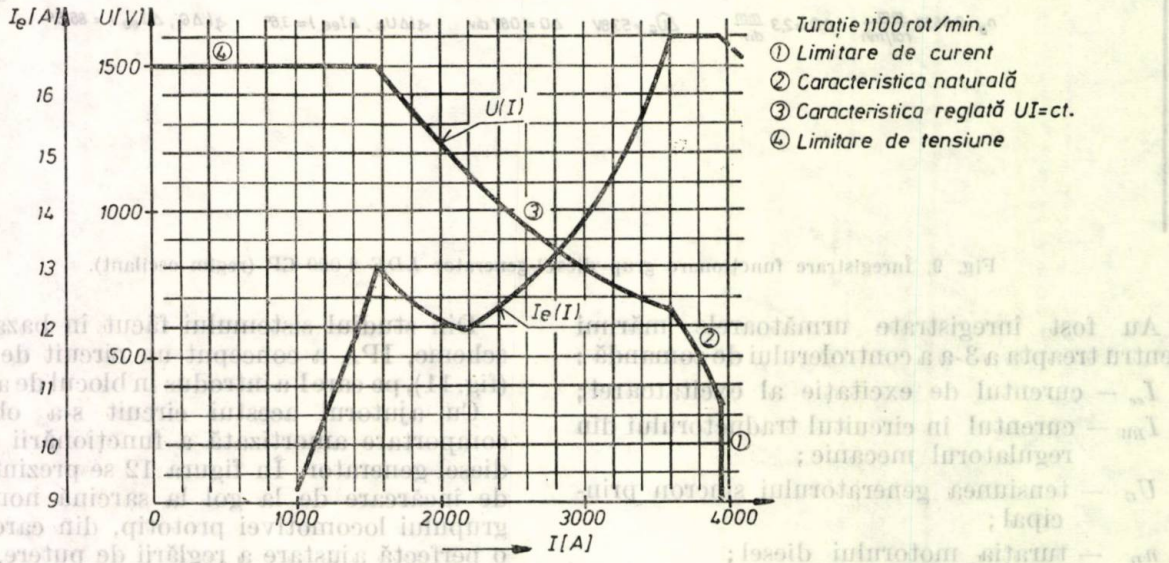


Fig. 13. Caracteristica externă reglată în c.c. a generatorului sincron al *LDE* 4 000 CP.

Din această figură se pot scoate în evidență următoarele :

— regulatorul electronic asigură limitările de tensiune și de curent la valorile impuse pentru viteza maximă (1 500 V) și pentru forța de pornire maximă (3 960 A) ;

— amplificarea regulatorului electronic asigură curentul de excitație maxim (17 A) pentru utilizarea puterii totale de la 330 V, pe motorul de tracțiune și un curent de 1 193 A, pe grupa de motoare, ceea ce revine la atingerea puterii totale la circa 30 km/h ;

— puterea totală se folosește pînă la 525 A pe grupa de motoare de tracțiune, ceea ce la 750 V tensiune de alimentare a motorului și slăbire de cîmp 0,43 înseamnă o turație de 2 750 rot/min, respectiv 140 km/h — adică obținerea vitezei maxime cu utilizarea puterii totale a motorului diesel.

Caracteristica din figura 13 atestă rezultatele obținute prin încercarea locomotivei cu vagonul dinamometric, cu care s-au verificat prin măsurători mecanice parametrii de proiectare ai locomotivei diesel electrice de 4 000 CP.

5. Concluzii

Cele tratate au avut ca scop în prezentarea problemele speciale pe care le-au ridicat cunoașterea transmisiei c.a.—c.c. și punerea în funcțiune a locomotivei diesel electrice de 4 000 CP, precum și atestarea performanțelor acestei locomotive prin rezultatele măsurătorilor pe standuri.

Curba de încărcare a motorului diesel din figura 13 și caracteristica generatorului principal din aceeași figură atestă stabilitatea sistemului de reglare și, respectiv, performanțele specificate ale locomotivelor.

Aspectele multiple și variate, prezentate sumar în lucrare, prezintă mare interes teoretic și practic, fiecare din ele putînd să constituie un capitol separat de studiu. Ele vor sta în continuare în atenția atelierului de proiectare pentru mijloace de transport feroviar de la CCSIT-Electroputere-Craiova pentru dezvoltarea de noi vehicule motoare pentru calea ferată.

Bibliografie

[1] *Kalmán Covács* Service and short — circuit behaviour of a synchronous machine connected with a rectifier. In: Ganz Electric Review, nr. 12. 1971 p. 70—90.

[2] *Petit, M.G.* L'alternateur en traction diesel électrique, In: Revue Générale des chemin de Fer, nov 1969, p. 265.

[3] *Finţescu, D., Zăroni, R.* Schema funcțională a unui nou sistem de comandă și reglare automată pentru acționarea cu motor termic. In: Automatica și Electronica, nr. 7, 1969.

[4] *Möllgen, G.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea. București, Ed. tehnică, 1969.

[5] *Gheorghiu, I.S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice. Mașini sincrone. București, Ed. Academiei RSR, 1972.

[6] *Weinrich, G.* Probleme de stabilitate ale transmisiei diesel electrice. Sesiunea Comună de Comunicări ICP-EP — Universitatea Craiova, 8—9 iunie 1978.

[7] *Zăgănescu, I.* Locomotive și automotoare cu motoare termice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1973.

[8] *Burdubuș, Fl.*, ș.a. — Unele rezultate privind încercarea locomotivei diesel-electrice de 4 000 CP. Sesiunea Comună de Comunicări ICP—EP — Universitatea Craiova, 8—9 iunie 1978.

CZ 621.316.5.066.33

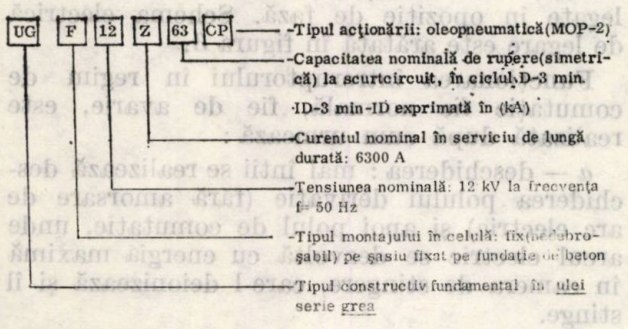
ÎNTRERUPTOR TRIPOLAR
TEHNOLOGIE
PROIECTARE

Întreruptor tripolar tip UGF—12 Z 63—OP

GHEORGHE DIACONESCU * — CRAIOVA

1. Codificarea întreruptorului

Intrerupătorul tripolar tip *UGF — 12. Z. 63 — OP* are următoarea codificare:



2. Domeniul de utilizare. Mediul de funcționare

Legătura dintre centralele electrice și liniile de transport de energie, dintre liniile de transport și rețelele de distribuție de înaltă tensiune, precum și alimentarea stațiilor de transformare se realizează prin intermediul unor aparate de comutație.

Aceste aparate pot fi utilizate, după necesitățile din exploatare, la comutarea circuitelor electrice de curenți și tensiuni normale (valori nominale), sau la comutarea acestor circuite în caz de avarie (suprasarcină, scurtcircuite). Printre ele se numără și întreruptorul destinat să protejeze generatorul sau transformatorul ridicător etc. Un astfel de întreruptor este prevăzut să funcționeze în instalațiile electrice de interior, sub tensiuni nominale $\leqslant$ 12 kV

* Ing. *Diaconescu, Gh.* este inginer proiectant principal la atelierul de proiectare din—CCSIT—Electroputere—Craiova.

la un curent nominal de lungă durată de 6 300 A.

Condițiile normale de funcționare (mediu ambiant în care întreruptorul este destinat să funcționeze) sînt conforme cu STAS 3686/1—1974 pentru aparate din clasa 1.

În general, astfel de întrerupător trebuie să funcționeze într-un mediu ambiant ferit de poluări cu praf, fum, gaze corosive sau inflamabile, vapori sau săruri, iar umiditatea relativă a încăperilor în care sînt montate, să nu depășească 90%, la o temperatură de 20°C.

3. Caracteristici tehnice funcționale. Concepția generală. Breviar de calcul

Caracteristici tehnice funcționale:

— tensiunea nominală, kV	⩽12
— frecvența nominală a rețelei, Hz	50
— curentul nominal în serviciu de lungă durată, A	6300
— tensiunea de ținere timp de 1 minut, 50 Hz, kV	35
— tensiunea de ținere la impuls normalizat 1,2/50 μs, kVmax	75
— capacitatea nominală de rupere la scurtcircuit, conform STAS 3686/1—74, pentru tensiuni ⩽ 12 kV; valoarea eficace a componentei periodice în ciclul: D-3min-ID-3min-ID, kAef	63
— procentajul componentei aperiodice, %	⩽20
— curentul de scurtă durată t =1 s, kAef	80
— curentul limită dinamic, kAmax	200
— durata de stabilire, s	0,085 ÷ ÷ 0,120
— durata de deschidere, s	0,045 ÷ ÷ 0,080

Tensiunile de comandă ale dispozitivului *MOP*—2 sînt 48, 110 și 220 V c.c., iar puterea este de 300 W, pentru electromagnetul de închidere, și de 500 W pentru electromagnetul de deschidere. Pentru pomparea uleiului sub înaltă presiune se utilizează o pompă de înaltă presiune, acționată de un motor trifazic de 1,5 kW, alimentat la 380 V c.a. Această pompă poate ridica presiunea uleiului în circuitul hidraulic de comandă și acționare, al întregului dispozitiv în numai trei minute de la 250 daN/cm² pînă la valoarea nominală de 330 daN/cm². Pentru detalii suplimentare privind dispozitivul *MOP*—2, se recomandă „Instrucțiunile tehnice de montaj și exploatare" emise de CCSIT-Electroputere.

Concepția generală

Întreruptorul de tipul *UG* este conceput pentru o funcționare în regim trifazat, cu acționare unică — trifazată. Ansamblul general este compus din trei faze (*R*, *S*, *T*, figura 1) monobloc, care se execută independent. Se pot observa foarte ușor, polii de comutație, polii de derivație (separatori), suporții de rezistență și pistoanele de acționare cu dublu efect, pentru fiecare fază.

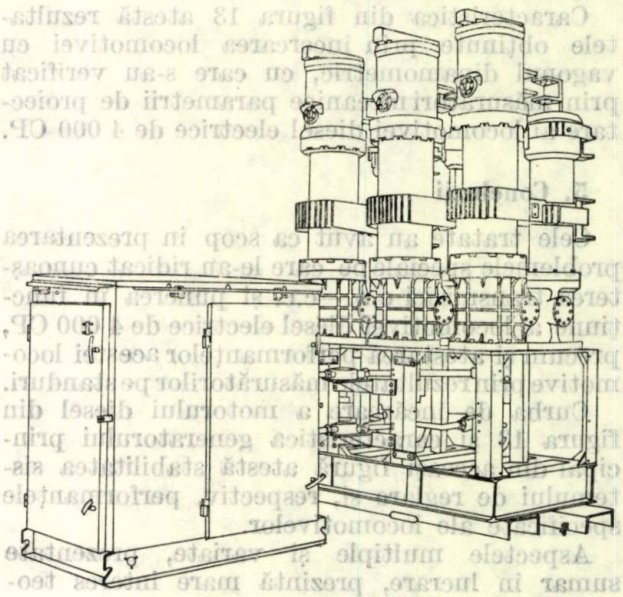


Fig.1. Vedere generală a întreruptorului tripolar tip *UGF* 12 *Z* 63—*OP*.

Fiecare fază este concepută așa cum se arată în figura 2, unde se poate distinge ușor construcția efectivă a polului de comutație, precum și a polului de derivație.

Specific acestei construcții, spre deosebire de un întrerupător obișnuit, este faptul că în timpul funcționării în regim nominal de lungă durată, curentul nominal în serviciu de lungă durată este derivat în doi curenți egali și de același sens. Deoarece căile de curent nu sînt absolut identice din punct de vedere al impedanțelor lor, echilibrarea celor doi curenți este realizată cu ajutorul a două bobine de egalizare (*23*, fig. 2). Aceste bobine de egalizare sînt, de fapt, transformatoare de curent, fără corecție, fără clasă de precizie, legate în opoziție de fază. Schema electrică de legare este arătată în figura 3.

Funcționarea întreruptorului în regim de comutație fie normală, fie de avarie, este realizată după cum urmează:

a — deschiderea: mai întîi se realizează deschiderea polului derivație (fără amorsare de arc electric) și apoi polul de comutație, unde arcul electric se dezvoltă cu energia maximă în camera de stingere, care-l deionizează și îl stinge.

b — închiderea: se va închide mai întîi polul de comutație și apoi polul derivație. Închide-

rea trebuie să se facă ferm, în special în regimul de avarie — și este limitată de pistonul de acționare (*36*, fig. 2).

Decalajul între polii de comutație și cel derivație este absolut necesar întrucît polul derivație nu este înzestrat cu dispozitiv de stingere a arcului electric. Dacă această condiție nu este respectată, amorsarea unui arc electric în polul derivație ar duce la o explozie sigură.

Calea de curent pentru o fază este constituită din: borna de intrare *35*, borna „*F*" *28*, tulipele superioare *3* și *31*, contactele mobile *37* și *38*, tulipele inferioare *5* și *9*, borna „*U*" de trecere *30* și borna de ieșire de tipul „*E*" *35*. Toate aceste piese, cu excepția lui *31*, *5* și *9*, care sînt executate din aliaj de aluminiu, se execută din Cu 99,9 STAS 270/1—74.

În timpul comutației — în polul de comutație — se amorsează un arc electric foarte puter-

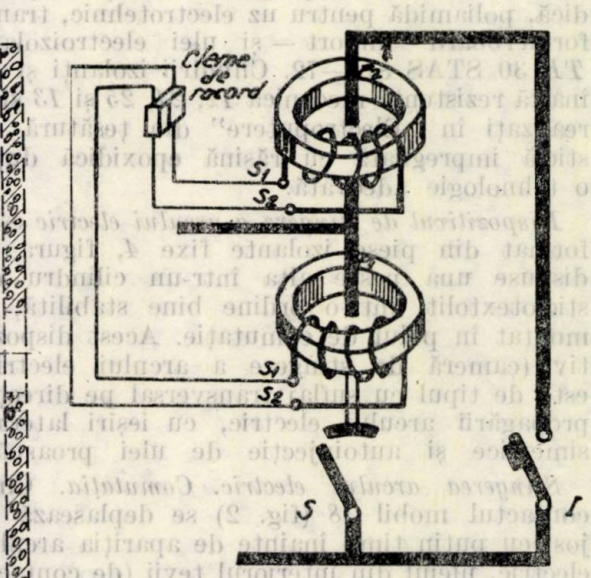


Fig. 3. Schema de legare a bobinelor de echilibrare: *S* — pol separator; *I* — pol întreruptor.

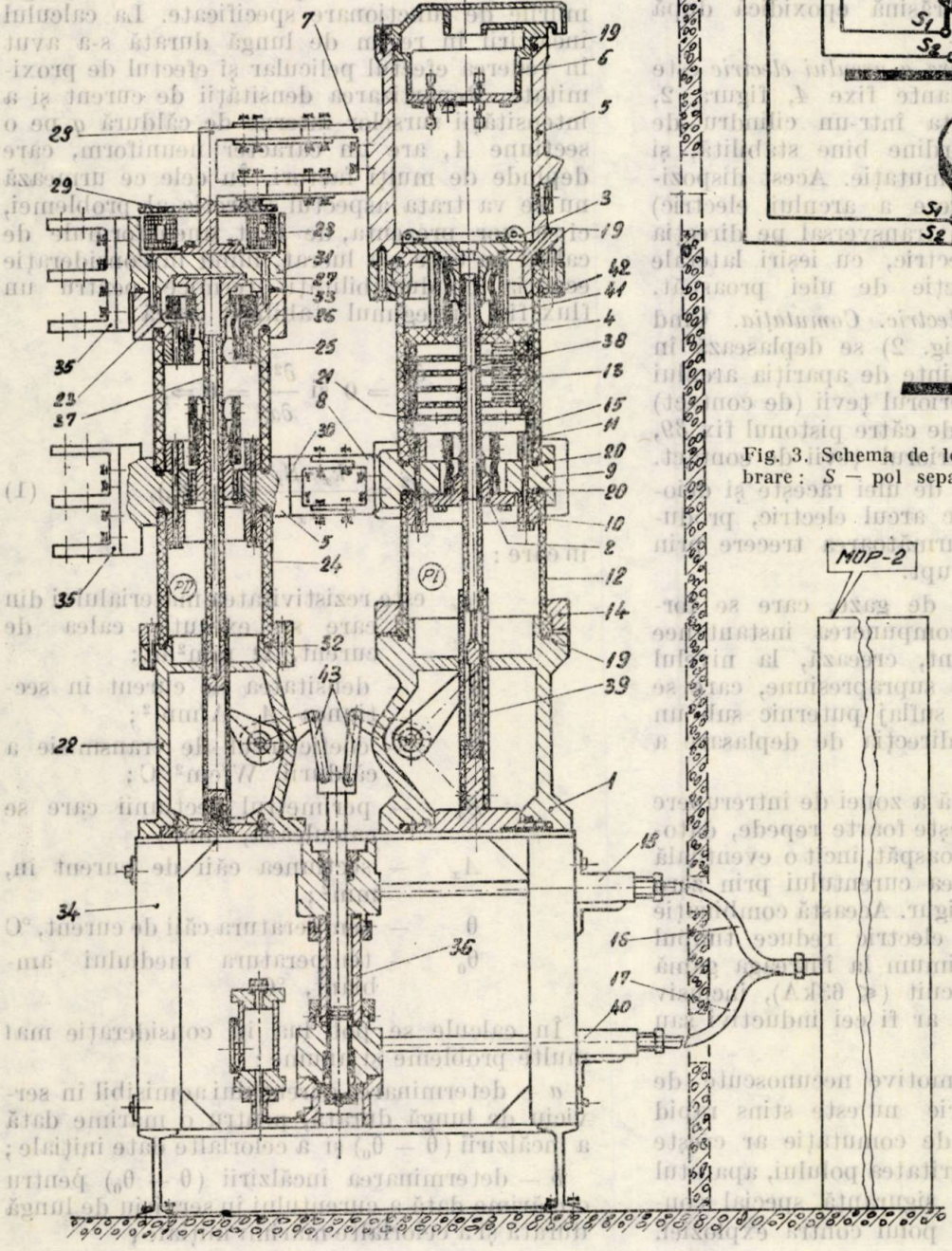


Fig. 2. Secțiune printr-o fază a întrerupătorului *UGF* 12 kV 6 300A:

1 — sans. caracter *PI*; *2* — sans. tulpină inferioară; *3* — sans. tulpină superioară; *4* — sans cameră de stingere; *5* — suport tulpină; *6* — sans. capac; *7* — bornă racord „*U*"; *8* — bornă racord; *9* — suport tulipă inferioară; *10* — colier; *11* — colier; *12* — cilindru inferior; *13* — cilindru superior; *14* — colier inferior; *15* — distanțor; *16* — conductă închidere; *17* — conductă deschidere; *18* — distribuitor închidere; *19* — garnitură; *20* — garnitură; *21* — disc; *22* — sans. carter *P.S.*; *23* — bobină echilibrare; *24* — sans. cilindru inferior; *25* — sans. cilindru superior; *26* — sans. carter superior; *27* — sans. tulipă superioară; *28* — bornă „*F*"; *29* — sans. capac protecție; *30* — bornă racord; *31* — suport bornă; *32* — garnitură; *33* — garnitură; *34* — sans. șasiu; *35* — bornă „*E*"; *36* — dispozitiv de acționare; *37* — sans contact mobil *P.S.*; *38* — sans. contact mobil *P.I.*; *39* — piston de injecție; *40* — distribuitor deschidere; *41* — sans. tirant de strîngere; *42* — șurub *M* 16 Gr. 8.8; *43* — biele; *P.I.* — pol întrerupător; *P.D.* — pol de derivație (separator).

nic, care este preluat între vîrful de contact al contactului mobil și inelul de gardă al tulipei superioare, special executate dintr-un aliaj de CuW cu o înaltă stabilitate termică și mecanică elaborate prin procedeul tehnologic de sinterizare a pulberilor de Cu și W, pus la punct în laboratoarele CCSIT — „Electroputere".

Partea izolantă a întreruptorului este realizată din materiale electroizolante pe bază de țesătură de sticlă impregnată cu rășină epoxidică, poliamidă pentru uz electrotehnic, transformerboard— import — și ulei electroizolant *TR* 30 STAS 811—72. Cilindrii izolanți și de înaltă rezistență mecanică *12*, *24*, *25* și *13* sînt realizați în „Electroputere" din țesătură de sticlă impregnată cu rășină epoxidică după o tehnologie adecvată.

Dispozitivul de stingere a arcului electric este format din piese izolante fixe *4*, figura 2, dispuse una peste alta într-un cilindru de sticlotextolit, într-o ordine bine stabilită, și montat în polul de comutație. Acest dispozitiv (cameră de stingere a arcului electric) este de tipul cu suflaj transversal pe direcția propagării arcului electric, cu ieșiri laterale simetrice și autoinjecție de ulei proaspăt.

Stingerea arcului electric. Comutația. Cînd contactul mobil *38* (fig. 2) se deplasează în jos, cu puțin timp înainte de apariția arcului electric, uleiul din interiorul țevii (de contact) este împins cu putere de către pistonul fix *39*, care ghidează pe interiorul țevii de contact.

Această autoinjecție de ulei răcește și deionizează foarte puternic arcul electric, producînd stingerea sa la următoarea trecere prin zero a curenului întrerupt.

Suplimentar, punga de gaze, care se formează odată cu descompunerea instantanee a uleiului electroizolant, creează, la nivelul camerei de stingere, o suprapresiune, care se va destinde printr-un suflaj puternic sub un unghi drept față de direcția de deplasare a arcului electric.

Rigiditatea dielectrică a zonei de întrerupere (dintre contacte) va crește foarte repede, datorită injecției de ulei proaspăt, încît o eventuală remorsare după trecerea curentului prin zero este prevenită în mod sigur. Această combinație de stingere a arcului electric reduce timpul de arc electric la minimum la întreaga gamă de curenți de scrutcircuit ($\leqslant$ 63kA), inclusiv curenții mai mici cum ar fi cei inductivi sau capacitivi.

În cazul cînd, din motive necunoscute de fabricație, arcul electric nu este stins rapid și presiunea în polul de comutație ar crește punînd în pericol integritatea polului, aparatul dispune de supape de siguranță special construite care protejează polul contra exploziei.

Breviar de calcul. Căile de curent

Sistemul purtător de curenți al aparatului, reprezintă un ansamblu de părți conductoare electric (tije, bare, legături flexibile, contacte etc. ...), legate între ele prin intermediul diferitelor elemente de prindere demontabile sau nedemontabile. Trecerea prin aceste ansamble a curentului nominal, sau de scurtcircuit determină încălzirea nu numai a elementelor electrice, ci și a tuturor celorlalte elemente legate constructiv de acestea.

Alegerea rațională a formelor, dimensiunilor, caracteristicilor materialelor, elementelor purtătoare de curent, precum și a rezistenței lor mecanice, trebuie să asigure caracterul solid al funcționării întreruptorului la toate regimurile de funcționare specificate. La calculul încălzirii în regim de lungă durată s-a avut în vederea efectul pelicular și efectul de proximitate. Repartizarea densității de curent și a intensității surselor interne de căldură q pe o secțiune A, are un caracter neuniform, care depinde de mulți factori. În cele ce urmează nu se va trata aspectul teoretic al problemei, ci se vor prezenta, de fapt, unele formule de calcul cu care s-a lucrat, luînd în considerație ecuația conductibilității termice pentru un flux fix, și regimul stabilizat adică :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = 0 \text{ și } \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} = 0 \Rightarrow,$$

$$\rho_x J_x^2 = \frac{k_x \cdot S_x}{A_x} (\theta - \theta_0), \qquad (1)$$

în care :

ρ_x este rezistivitatea materialului din care se execută calea de curent, Ω mm^2/m ;

J_x — densitatea de curent în secțiunea A, A/mm^2 ;

k_x — coeficientul de transmisie a căldurii, W/cm^2 °C ;

S_x — perimetrul secțiunii care se calculează, mm ;

A_x — secțiunea căii de curent în, mm^2 ;

θ — temperatura căii de curent, °C

θ_0 — temperatura mediului ambiant, °C.

În calcule se pot lua în considerație mai multe probleme și anume :

a — determinarea curentului admisibil în serviciu de lungă durată, pentru o mărime dată a încălzirii ($\theta - \theta_0$) și a celorlalte date inițiale ;

b — determinarea încălzirii ($\theta - \theta_0$) pentru o mărime dată a curentului în serviciu de lungă durată și a celorlalte mărimi inițiale ;

c — determinarea secțiunii conductorului (căii de curent) pentru o mărime dată a curentului de lungă durată și mărimea depășirii temperaturii ($\theta - \theta_0$]), precum și a condițiilor inițiale.

Corespunzător acestor probleme ecuația (1) se poate reduce la următoarele formule de calcul:

a — calculul curentului admisibil în curent alternativ:

$$I = \sqrt{\frac{k \cdot S \cdot A(\theta - \theta_0)}{\rho_0(1 + \alpha\theta) \cdot k_d}}, \qquad (2)$$

b — calculul depășirii de temperatură, în curent alternativ:

$$\theta - \theta_0 = \frac{\rho I^2 kd/k \cdot S \cdot A + \theta_0}{1 + \rho_0 I^2 \cdot \alpha \cdot k_d/k \cdot S \cdot A}, \qquad (3)$$

c — determinarea dimensiunilor căii de curent:

— pentru secțiuni rotunde, în curent alternativ:

$$d = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot \rho_0 \cdot I^2(1 + \alpha\theta) \cdot k_d}{\pi^2 \cdot k \cdot (\theta - \theta_0)}}, \qquad (4)$$

— pentru secțiuni dreptunghiulare, în curent alternativ:

$$b = \sqrt[3]{\frac{\rho_0 \cdot I^2(1 + \alpha\theta) \cdot k_d}{2n(n + 1)k(\theta - \theta_0)}}. \qquad (5)$$

S-a notat:

raportul $\frac{a}{b} = n$ (relația lungime × lățime);

S — perimetrul suprafeței de contact;

A — aria secțiunii căii de curent;

k — coeficientul de transmisie a căldurii;

k_d — coeficientul de pierderi suplimentare (urmarea unei repartiții neuniforme a liniilor de curent în secțiunea căii de curent);

$k_d = \frac{R}{R_0} > 1$; unde R, R_0 sînt rezistențele electrice în c.a., respectiv în c.c.

În condițiile de scurtă durată, procesul de încălzire a fiecărui element al căii de curent poate fi un proces adiabatic, care are loc în lipsa schimbului de căldură între elementele vecine și al acestora cu mediul ambiant. Ecuația generală a încălzirii în condițiile date capătă următoarea formă:

$$C_0(1 + \beta\theta) \cdot \gamma \frac{d\theta}{dt} = \rho_0 \cdot J^2(1 + \alpha\theta), \qquad (6)$$

care se poate aduce sub forma:

$$\int_0^t J^2 dt = \frac{C_0\gamma}{\rho_0} \int_{\theta_u}^{\theta} \frac{1 + \beta\theta}{1 + \alpha\theta} d\theta, \qquad (7)$$

unde:

θ_u este temperatura la începutul procesului de încălzire de scurtă durată. Poate fi chiar temperatura de regim, atunci cînd aparatul este în funcțiune.

Rezultă deci:

$$J^2 \cdot t = \frac{C_0\gamma}{\rho_0}\left[\frac{\alpha - \beta}{\alpha^2}\ln(1 + \alpha\theta) + \frac{\beta}{\alpha}\theta\right] -$$

$$- \frac{C_0\gamma}{\rho_0}\left[\frac{\alpha - \beta}{\alpha^2}\ln(1 + \alpha\theta_u) + \frac{\beta}{\alpha}\theta_u\right] =$$

$$= \frac{C_0\gamma}{\rho_0}[A_1 - A_u]. \qquad (8)$$

Pe baza ecuației date se pot construi curbele încălzirii adiabatice a căilor de curent din diferite materiale. Folosind aceste curbe se pot determina ușor valorile limită ale densității de curent, ale mărimilor ei pentru valori date ale temperaturii de încălzire admise și ale temperaturii inițiale θ_i. Se mai poate calcula, pentru un curent și un timp dat, secțiunea conductorului A, după relația experimentală:

$$A = \frac{I_k \cdot 1000\sqrt{t_1}}{\sqrt{4{,}184\frac{c \cdot H_b}{\alpha\rho_r}\ln[1 + \alpha(\theta_{max} - \theta_1)]}}, \text{mm}^2, \qquad (9)$$

unde:

Ik reprezintă curentul de scurtcircuit stabilizat, kAef;

t_1 — durata scurtcircuitului, *s*;

c — căldura specifică a materialului căii de curent

— pentru Cu — 0,0295 cal/g,°C;

— pentru Al — 0,217 cal/g, °C;

H_b — duritatea materialului;

ρ_r — rezistivitatea, Ω mm²/m;

θ_1 — temperatura inițială, °C;

θ_{max} — temperatura maximă, °C;

α — 0,004.

Pentru dimensionarea contactelor, tip deget, s-a avut în vedere teoria tratată în manualele de specialitate publicate, și experiența dobîndită în întreprinderea „Electroputere", în special pentru contactele de rupere a curenților de scurtcircuit.

Eforturi electrodinamice

Deteriorările cauzate de curenții de scurtcircuit și șoc, sînt determinate, pe de o parte, de forțele mecanice de atracție, sau de repulsie și, pe de altă parte, de încălzirea excesivă a căilor de curent. Este cunoscută, de exemplu, relația de calcul a forței ce se exercită între două conductoare paralele :

$$F = 2 \cdot \frac{10^{-7}}{9{,}81} \cdot \frac{l}{a} \cdot I^2, \text{ kgf}, \qquad (10)$$

unde :

l — lungimea conductorului ; a — distanța dintre ele.

Forța care apare în cazul unei bucle de curent tinde să mărească — să desfacă — bucla și se calculează cu relația :

$$F = 2 \cdot \frac{10^{-7}}{9{,}81} \cdot \ln\left(\frac{a}{r} - 1\right) I^2, \text{ kgf}. \quad [11]$$

În cazul unui conductor cu secțiune variabilă, de exemplu circulară, de la $\varnothing D$ la $\varnothing d_{min}$, curentul de scurtcircuit produce o forță care are sensul de la secțiunea mică spre cea mare și se calulează cu relația :

$$F = 1{,}02 \cdot I^2 \cdot \ln \frac{D}{d} \cdot 10^{-8}, \text{ kgf}. \qquad (12)$$

Luînd în considerație sistemul trifazat în c.a. pe cele trei faze :

$$i_1 = I_{max} \sin \omega t \, ; \; i_2 = I_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_3 = I_{max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Considerînd conductoarele în linie, forța electrodinamică ce se exercită pe unul din conductoarele externe, de exemplu 1 este :

$$F_{1/2+3} = F_{1/2} + F_{1/3} \, ; \; f = \frac{F}{e} \Rightarrow f_{1/2+3} =$$

$$= 2{,}04\left[\frac{i_1 \cdot i_2}{a} + \frac{i_1 \cdot i_3}{2a}\right] 10^{-8}, \text{ kgf}. \qquad (14)$$

După înlocuirea valorilor corespunzătoare curenților se obține :

$$f_{1/2+3} = 2{,}04 \, I^2_{max} \frac{\sin \omega t}{a}\left[\sin(\omega t - 2\pi/3) + \right.$$

$$\left. + \frac{\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)}{2}\right] \cdot 10^{-8} = \frac{2{,}04}{a} \varphi(\omega t) \cdot 10^{-8},$$

repetînd o serie de calcule rezultă :

$$f_{1/2+3} = 2{,}04 \cdot \frac{0{,}81}{a} I^2_{max} \cdot 10^{-8}, \text{ kgf}. \qquad (15)$$

Prin urmare, maximul forțelor electrodinamice care acționează asupra conductoarelor externe poate fi exprimat astfel :

$$F_{1/2+3} = 0{,}81 \, k_{1/2} \cdot I^2_{max} \cdot 1{,}02 \cdot 10^{-8}, \text{ kgf}, \qquad (16)$$

iar valoarea maximă care acționează asupra celui din mijloc este egală cu :

$$F_{2/1+3} = 0{,}87 \, k_{1/2} \, I^2_{max} \cdot 1{,}02 \cdot 10^{-8}, \text{ kgf}. \qquad (17)$$

Pe lîngă aceste relații publicate a fost utilizată toată gama de considerente teoretice și experimente de laborator în acest domeniu.

Izolația. În proiectarea spațiilor izolante nu au fost utilizate relații speciale. În principiu, s-a avut în vedere vastul material teoretic avut la dispoziție, precum și experiența dobîndită în laboratoarele „Electroputere".

Camera de stingere. Acest element poate fi considerat drept cel mai important din cîte compun polul de comutație. Metodica de calcul a fost elaborată pe baza elementelor teoretice tratate în manualele de specialitate, corectate cu o serie de coeficienți rezultați pentru un anumit tip de cameră experimentală în laboratorul de mare putere al centrului nostru de cercetări. Calculul pornește, cum este de fapt cunoscut, de la determinarea energiei electrice care se disipă atunci cînd arcul electric amorsează, adică momentul separării galvanice a contactelor.

Energia arcului electric a fost calculată cu relația :

$$W_a = n \, E_a \cdot v \, I \cdot \int_0^{0{,}01} t \sin \omega t +$$

$$+ (n - 1) Eav \cdot I \cdot t_1 \int_0^{0{,}01} \sin \omega t \, dt, \text{ kW} \cdot \text{s} \, ;$$

în care :

n este numărul de semiperioade pe durata arcului ;

bv — viteza contactului mobil ;

I — curentul de scurtcircuit.

Volumul de gaze dezvoltat ca urmare a acestei energii s-a calculat cu relația :

$$V_{ca} = C \frac{W}{0{,}03}, \qquad (18)$$

unde :

$$C = C_0 \frac{T}{293},$$

$$C = 600 \div 800 \text{ cm}^3/\text{kW} \cdot \text{s}.$$

Presiunea care apare în camera de stingere a fost calculată cu relația:

$$P_{ca} = 0{,}13 \cdot 10^{-3} \frac{V_{0a}}{A};$$

unde, A este secțiunea de evacuare a gazelor, cm².

Presiunea calculată în acest mod, se va recalcula de mai multe ori în funcție de termenul A, acesta la rîndul său fiind o funcție de mai mulți coeficienți geometrici $k1$, $k2$, $k3$, $k4$, stabiliți pe baza experiențelor de laborator și sînt valabili pentru un singur tip de cameră. Desigur, această cameră este considerată ca cea mai eficientă din punct de vedere al stingerii arcului electric, din cîte sînt cunoscute pînă în prezent, cu atît mai mult cu cît lucrează în combinație cu suflajul creat de autoinjecția de ulei.

4. Rezultatul încercărilor

În conformitate cu prevederile STAS 3686—74, orice întreruptor trebuie să fie încercat la parametrii nominali specificați în NID și inițial în tema de proiectare. De regulă, probele se împart în: mecanice (anduranță mecanică), de încălzire și probe electrice. Din punct de vedere mecanic aparatul a trecut cu succes 1 000 cicluri $I-D$ (închis-deschis) fără intervenții, precum și alte probe specifice pe subansamble și repere. Trebuie specificat că, anduranța mecanică se execută cu aparatul fără curent și tensiune — în gol.

De asemenea, la proba de încălzire s-au înregistrat temperaturi ce nu au depășit valorile impuse în STAS 3686—74, iar rezervele au fost considerate raționale.

Probele electrice au cuprins:

— probele de încercare a izolației în LIT;
— probele de comutație în LMP.

La probele de izolație, din motive constructive au fost înregistrate rezerve mai mari decît cele scontate, dar fără repercusiuni negative în calitatea aparatului.

Probele de stabilitate termică și dinamică au fost efectuate în LMP, fără dispozitiv de acționare. S-a verificat starea de blocare pe poziția închis a contactelor, în cazul cînd presiunea dată de $MOP-2$ ar scădea brusc la valoarea zero, în timpul unui scurtcircuit.

Aparatul s-a comportat foarte bine. În ceea ce privește încercarea la comutația sub curent de scurtcircuit, aparatul s-a comportat excelent la toate cele cinci secvențe de încercare. În figura 4 și 5 se pot vedea oscilogramele în momentul ruperii pe scurtcircuit la 63 kA și $Un = 12$ kV, în secvența nr. 4 și 5. Durata medie de rupere a arcului electric $2 \leqslant t_{ax} \leqslant 17$ ms, iar curentul maxim de închidere pe scurtcircuit fiind de 174 kA.

Valoarea de vîrf a tensiunii tranzitorii de restabilire este de 20,3 kV, iar viteza de creștere

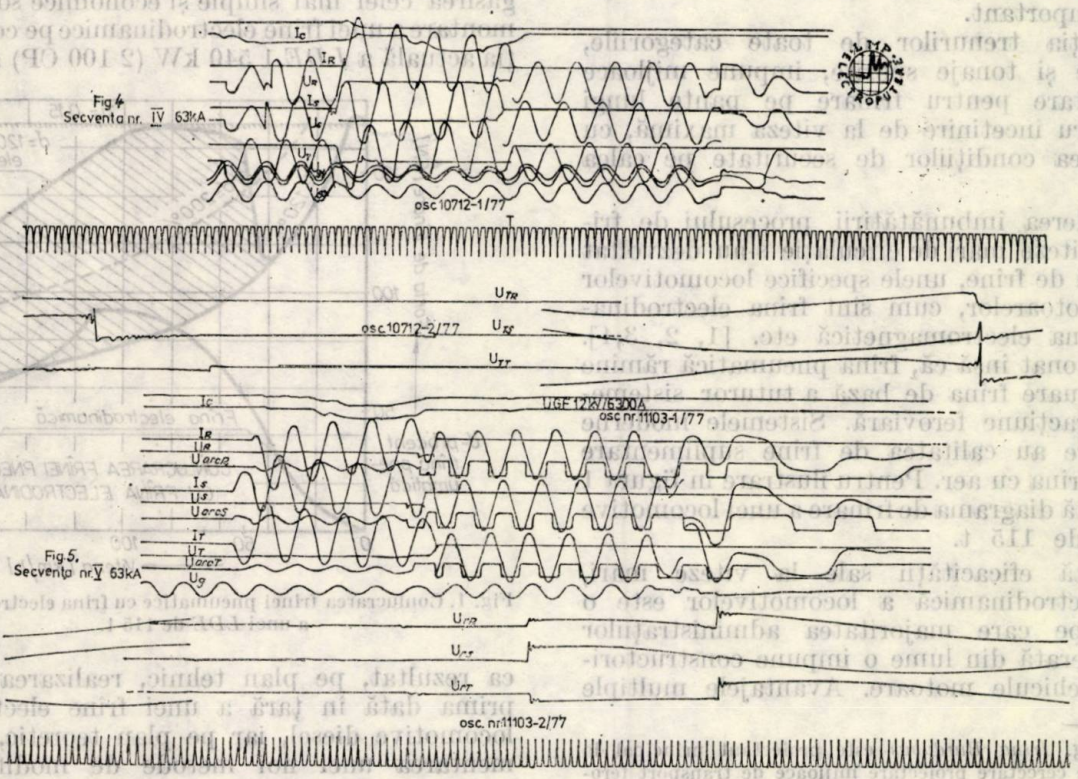


Fig. 4 și 5. Oscilogramele în momentul ruperii pe scurtcircuit.

de 0,369 kV/μs. Procentajul componentei aperiodice pentru secvențele 1—4 a fost ⩽ 20%, iar la secvența nr. 5, de 25%.

Se precizează că aparatul a mai trecut proba de încercare la discordanță de fază sub un curent de 16 kA, avînd durata arcului, în ciclul *ID*, de 12—16 ms, procentajul componentei aperiodice ⩽ 20%, valoarea de vîrf a tensiunii tranzitorii de restabilire pentru aceeași secvență fiind de 25,4 kV și viteza de creștere de 0,212 kV/μs. În timpul probelor aparatul nu a emis ulei, sau flăcări, constatîndu-se numai eșapări de gaze.

5. Concluzii

În urma tuturor testărilor, efectuate în laboaratoarele de la „Electroputere", aparatul a dovedit o mare siguranță, nu au fost înregistrate defecte majore în timpul probelor, ceea ce permite afirmația unei calități ireproșabile a scopului pentru care a fost fabricat.

CZ 621.3352:621.316.719.2

LOCOMOTIVE DIESEL
FRÎNARE ELECTRODINAMICĂ
FORȚE DE FRÎNARE

Frînarea electrodinamică a locomotivelor diesel — o nouă metodă de modificare a forței de frînare

IRINA BURDUBUȘ * — CRAIOVA

Introducere

Printre factorii care determină soluțiile constructive ale locomotivelor, pentru ca acestea să corespundă cerințelor traficului feroviar actual și în perspectivă, frînarea trenurilor ocupă un loc important.

Circulația trenurilor de toate categoriile, cu viteze și tonaje sporite, impune mijloace suplimentare pentru frînare pe pante lungi sau pentru încetinire de la viteza maximă, cu respectarea condițiilor de securitate pe calea ferată.

În vederea îmbunătățirii procesului de frînare la viteze mari de circulație s-au dezvoltat noi tipuri de frîne, unele specifice locomotivelor și automotoarelor, cum sînt frîna electrodinamică, frîna electromagnetică etc. [1, 2, 3,4]. De menționat însă că, frîna pneumatică rămîne în continuare frîna de bază a tuturor sistemelor de tracțiune feroviară. Sistemele moderne de frînare au calitatea de frîne suplimentare față de frîna cu aer. Pentru ilustrare în figura 1 se prezintă diagrama de frînare a unei locomotive Co—Co de 115 t.

Datorită eficacității sale la viteze mari, frîna electrodinamică a locomotivelor este o cerință pe care majoritatea administrațiilor de cale ferată din lume o impune constructorilor de vehicule motoare. Avantajele multiple ale frînei electrodinamice sînt însoțite de o însemnată economie de saboți, ceea ce este de mare actualitate în legătură cu economia de metal.

Cercetările întreprinse de autor pentru găsirea celei mai simple și economice soluții de montare a unei frîne electrodinamice pe construcția actuală a *LDE* 1 540 kW (2 100 CP) au avut

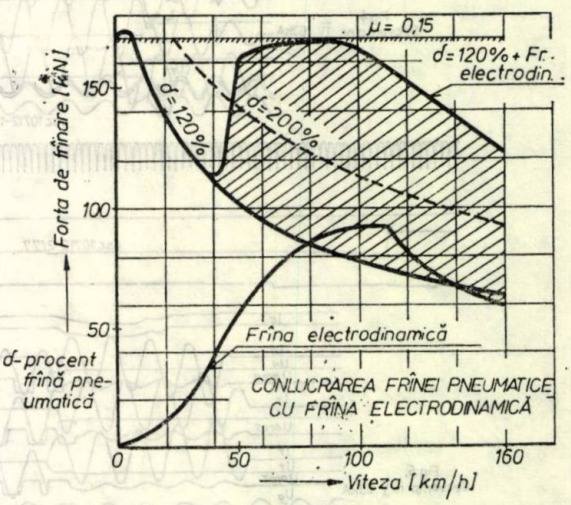


Fig. 1. Conlucrarea frînei pneumatice cu frîna electrodinamică a unei *LDE* de 115 t.

ca rezultat, pe plan tehnic, realizarea pentru prima dată în țară a unei frîne electrice pe locomotive diesel, iar pe plan teoretic, fundamentarea unei noi metode de modificare a forței de frînare.

* Dr. ing. *Irina Burdubuș* este proiectant principal la Atelierul de cercetare proiectare mijloace de transport feroviar, CCSIT-Electroputere-Craiova.

1. Frînarea electrodinamică a locomotivelor diesel

Procesul de formare a forței de frînare este determinat, ca și în tracțiune, de existența aderenței dintre roată și șină.

Cuplul care determină forța de frînare la obadă poate fi obținut fie pe cale mecanică, prin forțele de frecare dintre saboți sau discuri și roată, fie pe cale electrică prin cuplul electromagnetic al motoarelor de tracțiune [5, 6, 7, 8, 9].

Orice sistem de frînare electrodinamică a trenurilor are la bază principiul reversibilității mașinilor electrice [6, 10, 11, 12, 13, 14].

În lipsa forței de tracțiune, energia cinetică a trenului, înmagazinată în timpul mișcării în masa sa, constituie un agent motor pentru motoarele de tracțiune care, dacă sînt excitate și cu circuitul de sarcină închis trec în regim de generator prin schimbarea sensului curentului rotoric, la același sens al fluxului și același sens al turației. Cuplul electromagnetic raportat la obadă este, de această dată, un cuplu rezistent, care se opune mișcării trenului.

Energia electrică produsă la funcționarea motoarelor de tracțiune în regim de generator, poate fi transformată în energie termică, dacă sarcina este un rezistor. La obadă rezultă puterea:

$$F_f \cdot v = k \frac{U' I_f}{\eta'}, \qquad (1)$$

unde:

F_f este forța de frînare;
v — viteza trenului;
U' — tensiunea motorului de tracțiune în regim de generator;
I_f — curentul motorului de tracțiune în regim de generator;
η' — randamentul total în regim de frînare;
k — constantă pentru angrenaj și unități de măsură.

Puterea de frînare poate fi utilizată în diverse moduri de desfășurare a forței de frînare cu viteza (a caracteristicii de frînare). La construirea caracteristicilor de fînare pentru diferite scheme de funcționare a motoarelor de tracțiune în regim de frînare, se folosesc caracteristicile de excitație și de sarcină ale mașinilor de tracțiune, precum și parametrii mecanici ai transmisiei.

Pentru reglarea forței de frînare este uzuală modificarea curentului de excitație al motoarelor de tracțiune, prin reglarea curentului de excitație al generatorului care le alimentează. Pentru aceasta unele forme folosesc amplificatoare magnetice, sisteme de anticompoundare a excitației și mai nou, sisteme electronice.

Sistemele electronice și amplificatoarele magnetice pentru reglarea forței de frînare, presupun utilizarea de convertoare curent continuu — curent alternativ în echipamentul electric al locomotivelor diesel. Există, de asemenea, un număr foarte mare de probleme ce trebuie rezolvate pentru a se putea realiza un sistem static de comandă și reglare aplicabil pe vehicule de cale ferată.

Sistemele de reglare bazate pe anticompoundarea excitației motoarelor de tracțiune măresc numărul de aparate de forță pentru separarea circuitelor, iar cele care folosesc și rezistor de stabilizare ridică probleme de răcire, întrucît acesta este parcurs de suma curenților de excitație și de frînare.

Desigur, pe baza experienței de concepție și tehnologice, fiecare firmă își alege sistemul de comandă și reglare care îi asigură un optim tehnico-economic.

Prin cercetările teoretice efectuate asupra componentelor, ca și prin experimentările pe construcțiile realizate, autorul a creat la întreprinderea „Electroputere" — Craiova, bazele dotării locomotivelor diesel-electrice — atît cu transmisie c.c.—c.c. cît și cu transmisie c.a—c.c., cu frînă electrodinamică. Soluțiile rezultate au aplicabilitate pe construcțiile de locomotive noi și pe locomotivele din exploatare care se pot moderniza cu ocazia reparațiilor.

2. O nouă metodă de modificare a forței de frînare

2.1. Soluția teoretică

Transmisia electrică a locomotivelor diesel cuprinde, în mai toate aplicațiile, un generator cu caracteristică concavă și motoare serie de curent continuu funcționînd în paralel sau grupe de serie paralel.

Pentru regimul de frînare electrodinamică, excitația motoarelor se separă și se alimentează de la generatorul principal, iar rotoarele se închid pe rezistoare. Motoarele de tracțiune funcționează ca generatoare cu excitație separată avînd ca sarcină rezistoarele de frînare.

În conformitate cu figura 2, noua metodă de modificare a forței de fînare, realizează variația curentului de excitație al motoarelor de tracțiune prin sistemul existent de slăbire a cîmpului din regimul de tracțiune, la curent constant de excitație al generatorului principal (care funcționează aproape de scurtcircuit la turația minimă).

Folosirea sistemului de slăbire a cîmpului motoarelor de tracțiune în regim de frînare este posibilă, deoarece generatorul principal are caracteristică concavă și, deci, la aceleași turații și curent de excitație constant (separat în cazul generatorului de c.c. cu trei înfășurări), nu își modifică practic curentul la

variația sarcinii (conectarea în paralel cu înfășurările de excitație ale motoarelor de tracțiune a rezistoarelor de slăbire a cîmpului).

Deși secvențele de modificare a forței de frînare se realizează practic prin rezistoare, variația curenților în schema transmisiei este

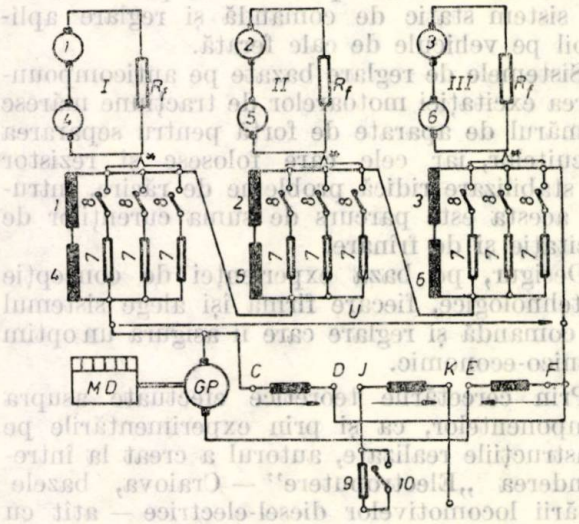


Fig. 2. Schema de principiu a frînei electrodinamice la *LDE*: *GP*-generator principal; *MD*-motor diesel; 1–6 motoare de tracțiune (rotor și excitație); R_f — rezistor de frînare; 7 — rezistor slăbire cîmp; 8 — contactoare slăbire cîmp; 9 — rezistor excitație *GP* în regim de frînare; 10 — contactor pentru nivelul II de excitație.

fără șocuri, din cauza constantelor electromagnetice ce intervin în lanțul circuitelor ce participă în sistemul de excitație.

2.2. Regimul tranzitoriu al frînării electrice prin metoda slăbirii de cîmp

Reluînd schema regimului de frînare a mașinilor de tracțiune pe figura 3, se observă că generatorul principal, folosit ca sursă de excitație a motoarelor de tracțiune în regim de frînare, este o mașină amplificatoare de putere

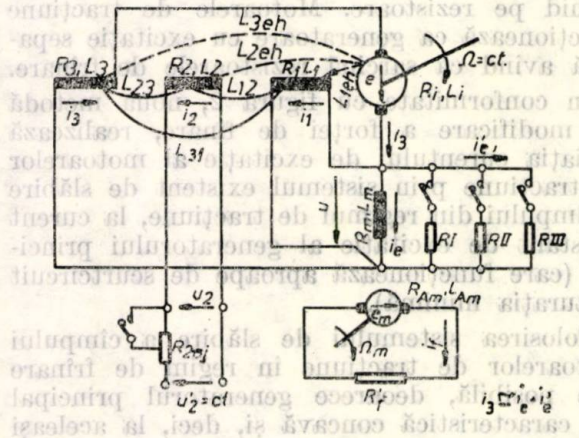


Fig. 3. Schema de funcționare a transmisiei *LDE* în regim de frînare. Modificarea forței de frînare prin metoda slăbirii de cîmp.

la care cîmpul inductor este produs, pe lîngă înfășurarea de comandă, de înfășurarea derivație care asigură o reacție pozitivă de tensiune și de înfășurare-serie, parcursă de curentul de sarcină, care asigură o reacție negativă de curent (este aproximativ o combinație de regulex cu rototrol — cu reacție negativă de curent).

Considerînd elementele schemei ca făcînd parte dintr-un sistem automat, în care mărimea de intrare este tensiunea u_2 aplicată înfășurării de excitație separată a generatorului principal, iar mărimile de ieșire curenții i_3, i_e și i_f, se poate studia răspunsul sistemului în domeniul timp și se pot aprecia în mod exact salturile de curent (pentru determinarea numărului optim de trepte de frînare).

Ecuațiile sistemului, scrise sub formă matriceal-vectorială (cu unele simplificări posibile pentru schemă și regimul de funcționare dat), folosind notațiile din figura 3 sînt:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -Ax_2 - \dfrac{L_2}{L_{21}}\dot{x}_2 + \dfrac{L_{32}}{L_{21}}\dot{x}_3 + \dfrac{1}{L_{21}}U \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{R_1}{L_{21}}x_1 - \dfrac{L_1}{L_{21}}\dot{x}_1 + \dfrac{L_{13}}{L_{12}}\dot{x}_3 + \\ \quad + \dfrac{R_m}{L_{12}}x_4 + \dfrac{L_m}{L_{12}}\dot{x}_4, \\ \dot{x}_3 = \dfrac{mN_1}{L_A}x_1 + \dfrac{L_{31}}{L_A}\dot{x}_1 + \dfrac{mN_2}{L_A}x_2 + \\ \quad + \dfrac{L_{32}}{L_A}\dot{x}_2 - \dfrac{mN_3 + R_A}{L_A}x_3 - \dfrac{R_m}{L_A}x_4 - \\ \quad + \dfrac{L_m}{L_A}\dot{x}_4 + \dfrac{E_r}{L_A}, \\ \dot{x}_4 = Bx_3 - Dx_4 \\ \dot{x}_5 = Cx_4 - \dfrac{R_{Am} + R'f}{L_{Am}}x_5, \end{cases} \tag{2}$$

unde:

$$x_1 = i_1;\ x_2 = i_2;\ x_3 = i_3;\ x_4 = i_e;\ x_5 = i_f;$$

$$U = U_2;$$

$$A = \frac{R_2 + R_2aj}{L_{21}};\quad B = \frac{R'e}{L_m};\quad C = \frac{c\,m}{L_{Am}};$$

$$D = \frac{R_m + R'e}{L_m};\quad R_A = R_i + R_3,$$

iar :

$R'e$ este rezistența echivalentă de sarcină (R_I, R_{II}, R_{III});

E_m — t.e.m. indusă de cîmpul remanent;

m, c — panta caracteristicii de magnetizare a generatorului respectiv motorului.

Coeficienții E, B, C și D cuprind parametrii prin care se stabilesc secvențele R_2aj, $R'e$ și m pentru modificarea forței de frînare.

Rezolvarea pe calculator a sistemului de ecuații (2) permite determinarea precisă a modului de variație a curenților din sistem, odată cu aprecierea performanțelor elementelor ce compun sistemul automat studiat.

2.3. Aplicație la LDE 1 540 kW (2 100 CP)

Metoda enunțată la 2.1. și studiul regimului tranzitoriu definit prin sistemul de ecuații (2), s-au aplicat la cazul practic al mașinilor electrice ce formează transmisia electrică a *LDE* 1 540 kW (2 100 CP), pentru care autorul a realizat frîna electrodinamică de aproximativ 1 000 kW.

În conformitate cu datele numerice ale mărimilor ce interesează transmisia electrică a *LDE* 2 100 CP s-au determinat și trasat grafic, de către calculator, curenții de excitație, de frînare și de sarcină ai generatorului principal pentru cele opt secvențe de modificare a forței de frînare. Cele opt secvențe se obțin prin acționarea sistemului de trei trepte de slăbire-cîmp pentru două nivele de excitație separată a generatorului principal.

Pentru exemplificare se prezintă în figura 4 soluțiile grafice pentru treapta a VII-a de frînare și 40 km/h.

Pentru compararea rezultatelor obținute prin studiul teoretic cu cele obținute la experimentarea prototipului, pe baza figurii 4, în tabelul 1 se dau cîteva date :

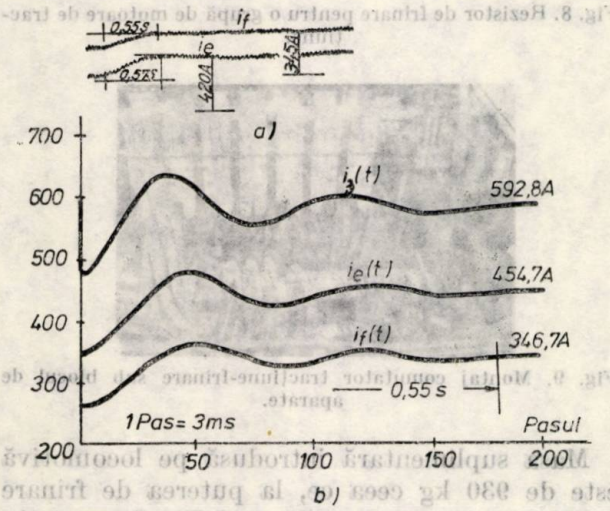


Fig. 4. a. Înregistrarea i_e și i_f la 40 km/h, treapta VII-a, tren 665 t (inclusiv locomotiva); b. Soluțiile grafice ale sistemului pentru; i_3 — curentul generatorului principal; i_e — curentul de excitație al motoarelor de tracțiune; i_f — curentul de frînare.

Tabelul 1

Mărimea	Rezultat		Concluzia
	Teoretic	Experimental	
Saltul de curent de excitație (i_e) tr.VI-tr.VII.	454,7 − 354 = =100,7 A	Tracțiune-slăbire cîmp I_I = 165A I_{II} = 200A I_{III} = 165A	Saltul de curent în frînare este mai mic decît în tracțiune
Curent de frînare la 40 km/h, tr. VII	346,7A	345 A	$\varepsilon = -0{,}49\,\%$
Timpi de stabilizare	i_e: 0,54 s i_f: 0,516 s	i_e: 0,57 s i_f: 0,55 s	$\varepsilon = 5\,\%$ $\varepsilon = 6{,}5\,\%$

Se precizează că, deși comparația se prezintă numai pentru treapta a VII-a de frînare, concluziile pot fi extinse pentru toate treptele, întreg domeniul de frînare fiind studiat și verificat experimental.

2.4. Experimentare pe locomotivă

Pentru experimentarea funcționării transmisiei electrice a locomotivei diesel-electrice în regim de frînare și a metodei slăbirii de cîmp pentru modificarea forței de frînare s-a proiectat și realizat inițial o frînă electrodinamică numai pentru o grupă de motoare. Probele efectuate pe această frînă au interesat, în principal, verificări de principiu cum ar fi :

— stabilitatea generatorului principal în regimul de frînare electrodinamică a transmisiei electrice la putere de 1 %;

— finețea necesară pentru modificarea forței de frînare;

— capacitatea termică a rezistoarelor de frînare în montaj cu ventilație naturală în mersul locomotivei (montare pe acoperiș).

Rezultatele experimentărilor au confirmat valabilitatea ipotezelor teoretice, ceea ce a permis trecerea la execuția unui tip industrial și anume montarea frînei pe toate grupele de motoare.

Datele tehnice ale unei asemenea frîne sînt următoarele :

— putere de frînare la obadă 950 kW;
— rezistența de frînare pe o grupă de motoare 2,28 ohm;
— curent de frînare de durată 350 A;
— curent de frînare maxim 400 A;
— curent de excitație maxim 550 A;
— putere de excitație 14 kW;
— sistem de modificare a forței de frînare : modificarea fluxului de excitație a motoarelor de tracțiune în regim de frînare prin acționarea sistemului de slăbire cîmp existent în tracțiune;
— performanțe : menține viteza de coborîre a unui tren de 435 t între 30 km/h și 50 km/h pe o pantă compensată de 24 ‰;

— caracteristica de frînare este prezentată în figura 5.

Pentru a realiza forţa de frînare maximă în jurul vitezei de 30 km/h, la curentul de frînare de 350 A (admis de rezistorul de frînare folosit) este necesar un curent de excitaţie de 550 A.

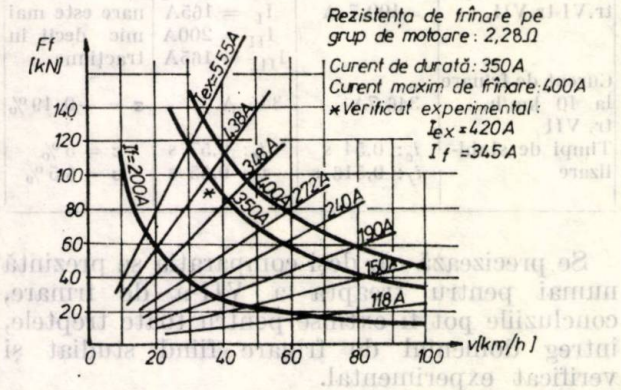


Fig. 5. Caracteristica de frînare — frînă electrodinamică *LDE* 1 540 kW (2 100 CP).

Pentru a acoperi domeniul de finare de la viteza maximă pînă la 30 km/h au rezultat ca fiind suficiente opt trepte de frînare, realizate secvenţial, ca în figura 6.

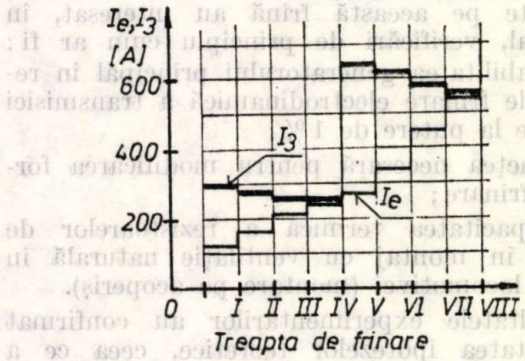


Fig. 6. Variaţia secvenţială a curenţilor de excitaţie, motoare de tracţiune şi generator principal în regim de frînare electrodinamică, *LDE* 1 540 kW (2 100 CP).

Performanţele realizate cu această frînă sînt comparabile cu cele ale unor frîne construite de firme cunoscute, după cum reiese din tabelul 2.

Tabelul 2

Locomotiva/ţară	Puterea de frînare kW	Forţa de frînare kN	Viteza la $F_{f\,max}$ km/h
LDE 1 750 CP/ACEC/ Belgia	1 450	144	36
Bm 4/4/Elveţia	1 100	120	33
Century 424/SUA	2 000	190	39
CC 2 400/Alsthom, Franţa	1 500	170	33
Kestrel 4 000 CP/Brush Anglia	2 160	145	50
LDE 2 100 CP/Electroputere, România	950	115	30

2.5. Montarea frînei electrodinamice pe LDE 1 540 kW (2 100 CP)

În rezumat, despre montarea frînei electroidinamice pe construcţia existentă a locomotive de 2 100 CP se poate spune că a trebuit rezolvată amplasarea rezistoarelor de frînare (pe acoperiş), montarea comutatorului tracţiune-frînare (lîngă inversor sub blocul de aparate), şi mici reamenajări de aparatură pe pupitrul de conducere. Pentru toate s-au găsit soluţii adecvate care au încadrat armonios aparatura suplimentară în construcţia locomotivei.

Fotografiile (fig. 7; fig. 8; fig. 9), reprezintă *LDE* 286 pe care s-a montat această frînă.

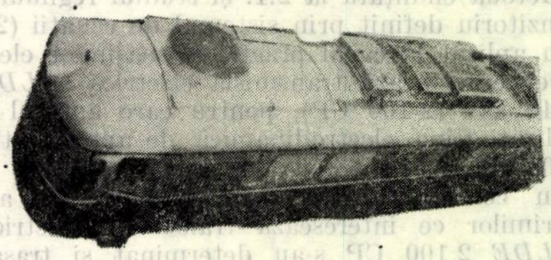


Fig. 7. — Vedere acoperiş locomotivă cu rezistoarele de frînare montate.

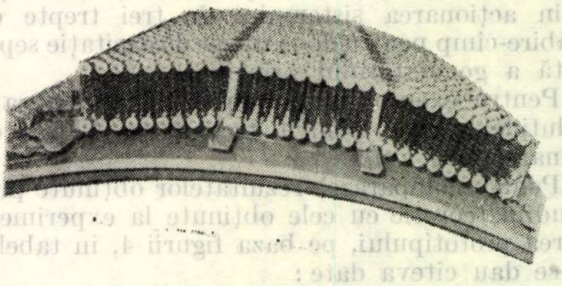


Fig. 8. Rezistor de frînare pentru o grupă de motoare de tracţiune.

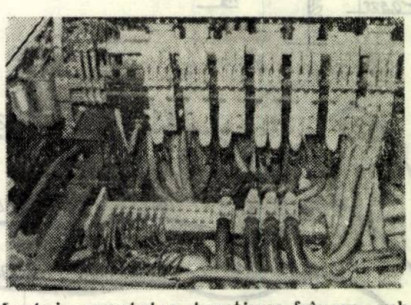


Fig. 9. Montaj comutator tracţiune-frînare sub blocul de aparate.

Masa suplimentară introdusă pe locomotivă este de 930 kg ceea ce, la puterea de frînare realizată, reprezintă 1,05 kg/kW. Comparativ se poate avea în vedere frîna electrodinamică a locomotivei electrice de 5 100 kW care are 1,26 kg/kW.

3. Concluzii

Ampla dezvoltare de construcţii de locomotive din ţara noastră a condus la specializarea întreprinderilor de profil atît ca fabricaţie, cît şi ca organizare tehnică.

Activitatea de asigurare a bazei tehnico-materiale pentru fabricarea locomotivelor la întreprinderea „Electroputere" — Craiova, este însoţită de o intensă muncă de cercetare ştiinţifică orientată atît către aspectele teoretice, cît şi către cercetarea experimentală.

Realizarea locomotivei diesel electrice cu frînă electrodinamică este un rezultat al cerinţelor privind orientarea potenţialului ştiinţific şi tehnic pentru rezolvarea problemelor legate nemijlocit de necesităţile producţiei.

În cadrul teoretic şi practic al tracţiunii diesel, la noi în ţară, prin atestarea experimentală a frinei electrodinamice de aproximativ 1 000 kW, s-au rezolvat cîteva probleme, lăsînd să se întrevadă şi rezolvarea altora care se pun chiar în momentul de faţă. Este vorba de execuţia unei frîne electrodinamice la locomotivele diesel electrice cu transmisie c.a—c.c. ce se cer la export.

Bibliografie

[1] *Ientisch, E.* Leistungsstarke Bremssysteme und ihre Bewertung. In : Schienenfahrzeuge nr. 4, aprilie 1972.
[2] *Wisse, S.* Frîne pentru trenuri de mare viteză. Traducere din Railway Gazette, nr. 5, martie 1970, p. 169—171.
[3] *Călugăru, D.* şi *Tilea, D.* Frîne de mare capacitate pentru material rulant şi sfera de aplicare la CFR. In : Revista Căilor Ferate, nr. 5, mai 1971.
[4] *Popovici, G.* ş.a. Frîne moderne pentru locomotive. Centrul de documentare şi publicaţii tehnice, MTTc., 1971.
[5] *Condacse, N.* Locomotive electrice. Editura MCF, 1976, vol. I.
[6] *Turbuţ, Gh.* Locomotive electrice, vol. I. Centrul de documentare şi publicaţii tehnice, MTTc., 1971.
[7] *Popa, A. ş.a.* Tracţiunea trenurilor, Bucureşti. Editura didactică şi pedagogică, 1965.
[8] *Negreanu, A.* Curs de locomotive şi trenuri electrice. Bucureşti Editura didactică şi pedagogică, 1964.
[9] *Burdubuş, Ir.* Frînă reostatică pentru locomotiva diesel-electrică 060 DE, 2 100 CP. In : Revista Căilor Ferate, nr. 1, ian 1971.
[10] *Ball, N.D.* Electric braking : an appraisal. In : Railway Gazette, nr. 6, 1970.
[11] *Braşovan, M.* Acţionări electromecanice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1961.
[12] *Dordea, T.* Maşini electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1970.
[13] *Gheorghiu, I.S.* şi *Fransua, A.* Tratat de maşini electrice, vol. III, Bucureşti Editura Academiei RSR, 1971.
[14] *Gakkeli, E.* ş.a— Elektriceskie maşini i electrooborudovanie teplovozov. Moscova, Editura Transport, 1966.

CZ 621.335.2:621.316.7

LOCOMOTIVE DIESEL
REGULATOR ELECTRONIC
GENERATOR SINCRON

Bloc electronic de reglare pentru locomotive diesel

ADRIAN POPESCU, HORIA COSTACHE, GHEORGHE VĂDUVA* — CRAIOVA

Generalităţi

Transmisia curent alternativ — curent continuu la locomotivele diesel înglobează generatorul sincron ca element intermediar între motorul diesel şi motoarele de tracţiune. Adaptarea caracteristicilor motorului diesel pentru funcţionare la cuplu şi turaţie constantă, la funcţionarea în comun cu generatorul principal şi al acestuia cu motoarele de tracţiune, necesită un continuu proces de reglare automată a unor parametri pentru motorul diesel, a excitaţiei generatorului principal şi a fluxului motoarelor de tracţiune. Automatizarea comenzii transmisiei este necesară deoare de fără aceasta, în afara îngreunării conducerii locomotivei există în permanenţă pericol fie de supraîncărcare a motorului diesel sau a transmisiei, fie de utilizare incompletă a puterii.

Alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei se face de la generatorul auxiliar. Reglarea constantă a tensiunii la bornele redresorului auxiliar asigură funcţionarea corectă a serviciilor auxiliare în tot domeniul de variaţie a turaţiei motorului diesel.

Blocul electronic de reglare cuprinde regulatorul electronic de sarcină pentru comanda curentului de excitaţie a excitatricei generatorului sincron principal şi regulatorul de tensiune pentru comanda curentului de excitaţie a generatorului sincron auxiliar al locomotivei.

Regulatorul de sarcină converteşte curentul prin traductorul rezistiv din regulatorul mecanic al motorului diesel, în curent de excitaţie, limitînd totodată tensiunea, respectiv curentul,

* *Popescu, A.* este inginer proiectant la atelierul proiectare locomotive din cadrul CCSIT-Electroputere-Craiova; *Costache, H.* este inginer stagiar la fabrica de locomotive din cadrul IEP-Craiova ; *Văduva, Gh.* este subinginer la atelierul de proiectare locomotive din cadrul CCSIT-Electroputere-Craiova.

generatorului sincron principal. De asemenea la atingerea valorii maxime a tensiunii la bornele redresorului principal, se comandă intrarea treptelor de slăbire a fluxului motoarelor de tracțiune.

Regulatorul de tensiune asigură constanța tensiunii generatorului auxiliar, precum și limitarea curentului de încărcare a bateriei de acumulatoare.

Integrarea blocului electronic de reglare în schemele electrice ale locomotivei este prezentată în figura 1.

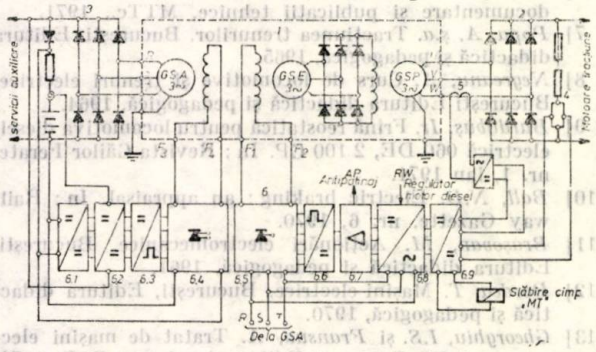


Fig. 1. Integrarea blocului electronic de reglare în schemele electrice ale locomotivei :

1 — grup sincron de tracțiune; *2* — redresor principal; *3* — redresor auxiliar; *4* — traductor de c.c.; *5* — transformator de curent; *6* — bloc electronic de reglare; *7* — bloc de măsură *GSA*; *2* — bloc de alimentare *GSA*; *5* — bloc de reglare; *4* — modul-chopper *GSA*; *5* — modul-redresor *GSP*; *6* — bloc-aprindere *GSP*; *7* — bloc-reglare *GSP*; *8* — bloc-alimentare *GSP*; *9* — bloc-măsură *GSP*.

1. Regulator de sarcină pentru generatorul sincron principal

Acest aparat asigură curentul necesar în înfășurarea de excitație a excitatricei generatorului sincron principal. Are trei regimuri de lucru :

— amplificator de putere al tensiunii de comandă, dată de regulatorul mecanic al motorului diesel ;
— regulator de tensiune pentru limitarea tensiunii la ieșirea redresorului principal ;
— regulator de curent pentru limitarea curentului generatorului principal.

Schema-bloc a regulatorului de sarcină este prezentată în figura 2.

Blocurile 1 și 2 compară în permanență curentul, respectiv tensiunea generatorului principal, cu valorile impuse I^*, respectiv U^*. Dacă se atinge una din aceste valori, regulatorul trece în regim de limitare de curent, respectiv de tensiune. Tensiunea de comandă W, furnizată de traductorul rezistiv din regulatorul mecanic al motorului diesel, prin amplificatorul *3*, este adusă la un nivel convenabil. Tot aici se face și impunerea valorii minime a curentului de excitație, corespunzătoare curentului de pornire a locomotivei.

Circuitul poartă *4* selectează, pentru comanda regulatorului tensiunii de excitație, cea mai mare tensiune existentă la ieșirile blocurilor *1*, *2* și *3*. În acest fel se asigură comutarea automată a regulatorului în regimul de lucru necesar.

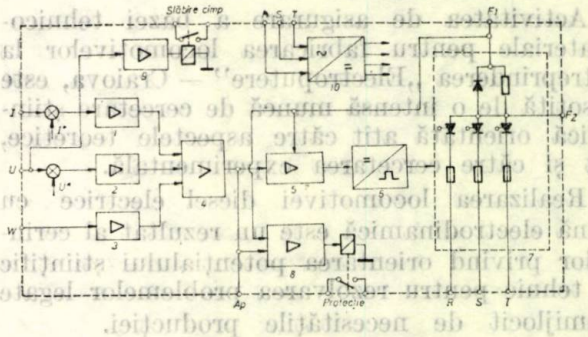


Fig. 2. Schema-bloc a regulatorului de sarcină pentru generatorul sincron principal :

1 — bloc-limitare curent; *2* — bloc-limitare tensiune; *3* — bloc amplificator al tensiunii de comandă; *4* — circuit-poartă de maxim; *5* — bloc-regulator al tensiunii de excitație; *6* — circuit de comandă a aprinderii; *7* — redresor semicomandat; *8* — circuit de protecție; *9* — circuit de comandă slăbire flux în motoarele de tracțiune; *10* — bloc-alimentare.

Regulatorul tensiunii de excitație *5*, face compararea între tensiunea la ieșirea porții de maxim *4* și tensiunea existentă pe înfășurarea de excitație, asigurînd la ieșire tensiunea de comandă pentru circuitul de aprindere *6*. Circuitul de aprindere *6* furnizează impulsurile de aprindere pentru tiristoarele punții redresoare trifazate *7*.

În cazul defectării unuia din blocurile *5*, *6* sau *7*, în sensul producerii unei tensiuni pe înfășurarea de excitație mai mare decît cea comandată, circuitul de protecție *8* comandă, prin intermediul unui releu, aducerea la mers în gol a motorului diesel și, în același timp, întreruperea curentului de excitație.

Circuitul de comandă a slăbirii fluxului motoarelor de tracțiune *9*, primește la intrare o tensiune proporțională cu tensiunea redresorului principal care este comparată cu o valoare impusă, iar în momentul atingerii acesteia, se comandă intrarea unei trepte de slăbire a fluxului motoarelor de tracțiune.

Blocul de alimentare *10*, furnizează tensiunile de alimentare necesare pentru circuitele de comandă ale regulatorului.

2. Regulatorul de tensiune pentru generatorul sincron auxiliar

Comandă curentul de excitație al generatorului sincron auxiliar, astfel încît tensiunea la ieșirea redresorului auxiliar să fie constantă, indiferent de variațiile curentului de sarcină sau ale turației motorului diesel. De asemenea, limitează curentul de încărcare a bateriei de acumulatoare pentru protejarea acesteia.

Blocul de limitare a tensiunii *1*, compară valoarea tensiunii redresorului auxiliar U cu

valoarea de referință U^*. Blocul de limitare a curentului *2*, compară valoarea curentului de încărcare a bateriei de acumulatoare *I*, cu valoarea de referință I^x. Tensiunile de ieșire ale blocurilor *1* și *2* sînt trecute prin poarta

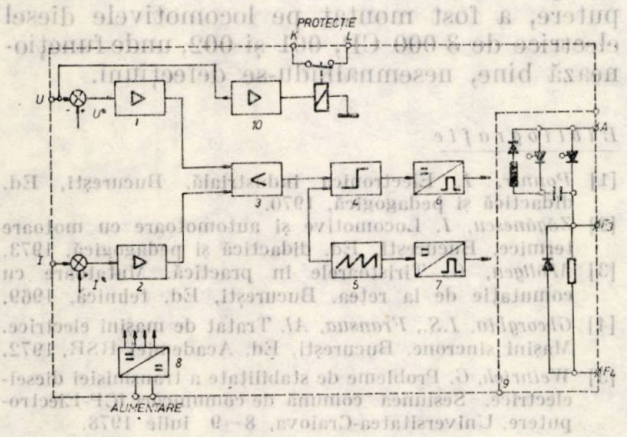


Fig.3. Schema-bloc a regulatorului de tensiune pentru generatorul sincron auxiliar:

1 — bloc-limitare tensiune; 2 — bloc-limitare curent; 3 — circuit-poartă de minim; 4 — circuit-comparator; 5 — generator *TLV*; 6 — formator-impulsuri de stingere; 7 — formator-impulsuri de aprindere; 8 — circuit de alimentare; 9 — bloc-chopper; 10 — circuit de protecție.

de minim *3*, care selectează modul de funcționare a regulatorului și transmite spre comparatorul *4* tensiunea de comandă a curentului de excitație. La intrarea în comparator se face limitarea valorii minime și maxime a tensiunii decomandă, obținîndu-se astfel limitarea unghiului n inim, respectiv maxim, de conducție a tiristorului principal al blocului chopper *9*. Pe cea de a doua intrare a comparatorului *4* se aplică tensiunea liniar variabilă produsă de generatorul TLV *5*.

Formatoarele de impulsuri *6* și *7* asigură durata și puterea necesară a impulsurilor de stingere, respectiv aprindere. Pentru corecta funcționare a chopper-ului, la punerea sub tensiune a circuitului de forță, primul impuls aplicat este cel de stingere, condiție asigurată de un sistem de blocare a formatorului *7*.

În cazul apariției unui defect care ar conduce la creșterea periculoasă a tensiunii la bornele redresorului auxiliar, circuitul de protecție *10* comandă întreruperea curentului de excitație al generatorului sincron auxiliar.

Tensiunile de alimentare a blocurilor de comandă ale regulatorului sînt furnizate de blocul de alimentare *8*.

3. Realizarea blocului electronic de reglare

Blocul electronic de reglare este realizat într-o construcție modulizată ce este alcătuită în principal, din module de forță (bloc-redresor și bloc-chopper) și sertare pentru electronica de comandă, grupate în cutii tip rack. Toată construcția metalică (cutie și sertare) este realizată din profile de aluminiu aflate în producția curentă la IPA-Slatina. Sertarele au în partea din spate un conector-tată, realizat pe circuit imprimat, conectoarele-mamă fiind montate pe o placă de fund, care asigură conexiunile între ele.

În figura 4 este prezentat blocul electronic de reglare.

Figurile 5 și 6 prezintă sertarele de comandă și rack-ul regulatorului de tensiune pentru generatorul sincron auxiliar.

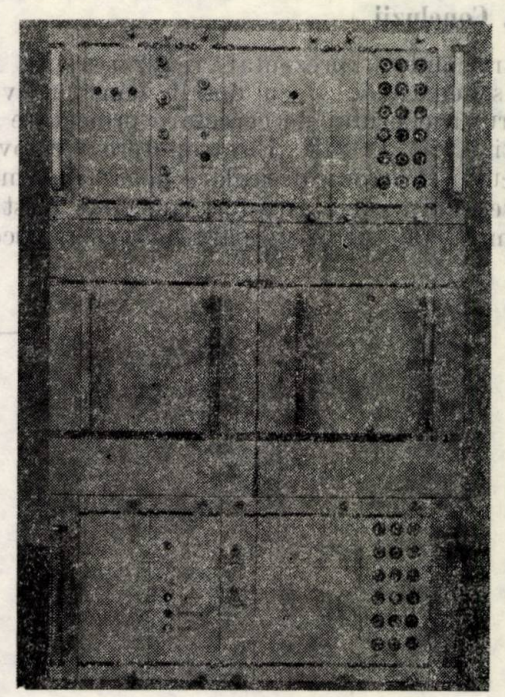


Fig. 4. Bloc electronic de reglare.

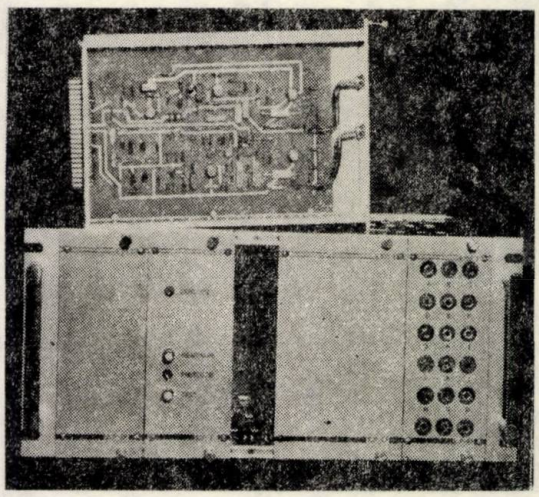


Fig. 5. Sertarul de reglare al regulatorului de tensiune pentru generatorul sincron auxiliar.

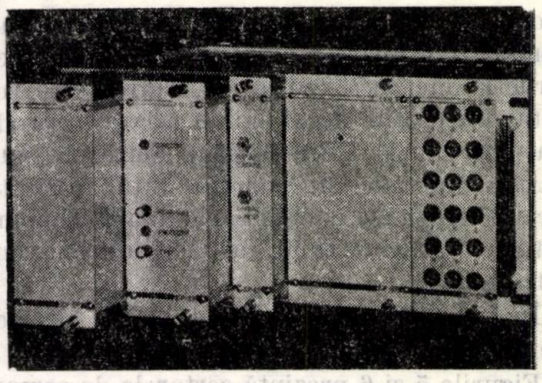


Fig. 6. Rack-ul de comandă al regulatorului de tensiune pentru generatorul sincron auxiliar.

4. Concluzii

Articolul a prezentat realizarea, la nivel de schemă-bloc și cu detalii constructive, în cadrul atelierului de cercetare proiectare locomotive, al CCSIT Electroputere Craiova, a blocului electronic de reglare pentru locomotive diesel. Forma în care a fost conceput acest bloc permite concentrarea aparaturii electronice de comandă și reglare a locomotivei, asigurîndu-se condițiile necesare funcționării corespunzătoare în regimurile de vibrații și temperaturi specifice materialului rulant.

Blocul electronic de reglare supus probelor de tip în cadrul laboratoarelor CCSIT Electroputere, a fost montat pe locomotivele diesel electrice de 3 000 CP, 001 și 002, unde funcționează bine, nesemnalîndu-se defecțiuni.

Bibliografie

[1] *Ponner, I.* Electronica industrială. București, Ed. didactică și pedagogică, 1970.

[2] *Zăgănescu, I.* Locomotive și automotoare cu motoare termice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1973.

[3] *Möltgen, G.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea. București, Ed. tehnică, 1969.

[4] *Gheorghiu, I.S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice. Mașini sincrone. București, Ed. Academiei RSR, 1972.

[5] *Weinrich, G.* Probleme de stabilitate a transmisiei diesel-electrice. Sesiunea comună de comunicări ICP-Electroputere, Universitatea-Craiova, 8—9 iulie 1978.

[6] *Costache, H., Popescu, A., Matei, N.* Traductor de curent continuu cu izolare galvanică. Sesiunea comună de comunicări ICP Electroputere, Universitatea-Craiova, 8—9 iulie 1978.

Indicaţii Redacţionale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text şi figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original şi copie carbon sau xerox.

Textul *lucrării se compune din părţile specificate în continuare; acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.*

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) şi cod de clasificare zecimală (CZ), *funcţia şi locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*

- Textul de bază — *maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură faţă a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariţiei în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea:* Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.

- Bibliografia — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text şi cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte şi teză de doctorat).*

  [1] *Vladimirescu, A. Calculator Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—10, nr. 3, 1975, p. 151—160.*

  [2] *Bulucea, C., Vais, M. şi Profeta, H. Circuite integrate liniare. Bucureşti, Editura tehnică, 1976.*

  [3] *Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Bucureşti, 1975.*

- Legendele la figuri — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.*

Figurile lucrării, *în număr de maximum 10 bucăţi la maximum de pagini text, se desenează şi se scriu în tuş, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacţia revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienţi de reducere între 0,4 şi 0,8. Autorii sînt rugaţi să ţină seama de această reducere la confecţionarea desenului original, care nu trebuie să depăşească însă formatul A4; în mod special se atrage atenţia asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se aşteaptă să fie făcut cu şablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimatele de calculator şi fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate şi contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retuşare în tipografie.*

*

Autorii sînt rugaţi să acorde o atenţie deosebită clarităţii întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultăţile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

ROMANIAN INTERNATIONAL ADVERTISING COMPANY

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

1979 DEC 3

E 2040/1

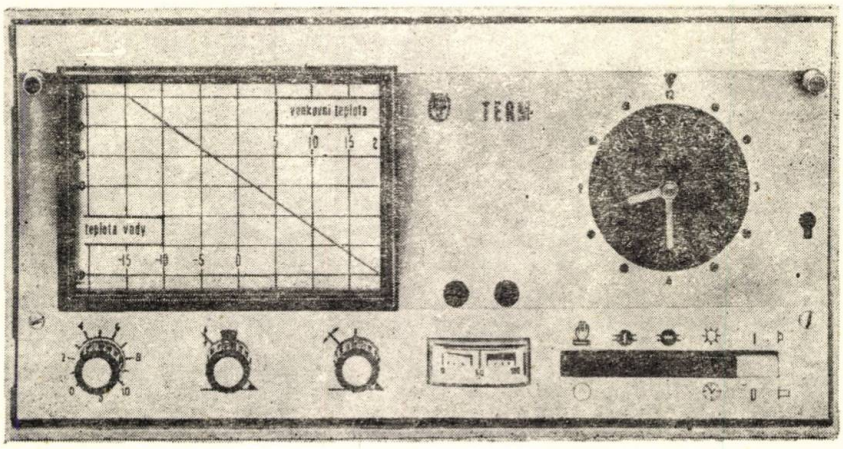
REFERÁLVA

[R]

04

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • NR. 7 • OCTOMBRIE 1978



REGULATOR DE TEMPERATURĂ ADAPTIV-THERM

destinat pentru reglarea temperaturii apei sau a aburilor de încălzire din sistemele de încălzire centrală în corelaţia dată cu temperatura exterioară:

- transmisie PD
- sensibilitate 0,5°C
- diminuare nocturnă
- putere de comutaţie 200 VA

Reglat corect, aparatul permite transmiterea puterii optime de intrare în sistemul de încălzire centrală.

PUBLICOM

FABRICANT:

Z.P.A. Jinonice, uzina Ústí nad Labem

EXPORTATOR:

Intreprinderea de comerţ exterior

EXPORT IMPORT KOVO

PRAHA CZECHOSLOVAKIA

Jankovcova 2, 170 88 Praga 7, Cehoslovacia

1979 DEC 3

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 27 Nr. 7 octombrie 1979

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 621.316.543

INVERTOR MONOFAZAT
ECUAŢII DIFERENŢIALE
CURENT ALTERNATIV, TENSIUNE

Nicolaide, A ; Cernat, M : **Studiul invertorului monofazat cu tiristoare cu sarcină rezistiv-inductivă prin rezolvarea numerică directă a ecuaţiilor diferenţiale, ţinînd seama de caracteristica neliniară a tiristorului.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct 1979, p. 285

În lucrare s-a stabilit o metodă directă (inclusiv programul în limbaj FORTRAN) pentru calculul tensiunilor şi curenţilor invertorului monofazat cu comutaţia pe partea de curent alternativ. Metoda se bazează pe integrarea numerică a ecuaţiilor diferenţiale ale invertorului şi ţine seama de caracteristica neliniară a tiristorului. Modelul ales pentru tiristor permite utilizarea unui singur sistem de ecuaţii diferenţiale, fiind util pentru calculul şi exploatarea invertoarelor.

CZ 621.313.32

MAŞINĂ SINCRONĂ
REGIMURI TRANZITORII

Mihalache, M. : **Identificarea dinamică a parametrilor tranzitorii din axa longitudinală a maşinii sincrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct 1979, p. 290

Lucrarea evidenţiază posibilitatea identificării experimentale directe a parametrilor tranzitorii din axa longitudinală a maşinii sincrone $x_d(t)$, respectiv $g(t)$, din analiza unor regimuri tranzitorii curente ale maşinii sincrone în rotaţie.

CZ 621.313.04

MAŞINI ELECTRICE
PĂRŢI COMPONENTE
IZOLAŢIA

Curiac, G. : **Izolaţie statorică pentru motoare electrice de putere.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct 1979, p. 298

Sînt prezentate o parte din cercetările efectuate în vederea realizării, pe baza posibilităţilor actuale oferite de industria producătoare de materiale electroizolante, a unei izolaţii statorice pentru motoarele de putere.

CZ 621.383 : 621.314.5

CELULE SOLARE
TEHNOLOGII DE REALIZARE
CONVERSIE FOTOVOLTAICĂ

Negreanu, M., ş.a. : **Celule solare cu siliciu policristalin.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct 1979, p. 302

Lucrarea pune în evidenţă problemele ce apar la realizarea celulelor solare pe siliciu policristalin, prezentînd rezultatele efectuate de autori în vederea obţinerii unor asemenea dispozitive. Celulele solare realizate pe siliciu policristalin cu structură fibroasă se remarcă printr-o tennologie simplă şi prin parametri optoelectrici buni, ceea ce duce la o scădere apreciabilă a preţului/watt de energie electrică obţinută prin conversia fotovoltaică a energiei luminii solare.

CZ 621.3.025 : 621.316.923

CURENT ALTERNATIV
SIGURANŢE FUZIBILE
INTEGRALA JOULE

Truşcă, V. : **Dispozitiv analogic pentru înregistrarea integralei Joule la siguranţe fuzibile.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct 1979, p. 305

Se prezintă un dispozitiv analogic, realizat de autor, destinat înregistrării integralei termice Joule la siguranţe fuzibile.

CZ 621.318.3 : 621.316.53

ELECTROMAGNEŢI
CONTACTOARE
REGIM DINAMIC

Titz, G. : **Regimul dinamic al electromagneţilor şi contactoarelor de curent alternativ.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct 1979, p. 310

Dimensionarea electromagneţilor care acţionează aparatele electrice de c.a. necesită o cunoaştere atentă a regimului tranzitoriu ţinînd seama că excitarea bobinei se face în mod aleatoriu la orice fază de conectare. Acest aspect este prezentat de autor folosind ecuaţii electrice şi mecanice şi simultane, rezolvate cu ajutorul calculatorului electronic.

CZ 628.94 : 535.245.24

CORP DE ILUMINAT ASIMETRIC
PARAMETRI DIRECTORI
CURBE IZOLUX

Ioachim, D. şi Botez, C. : **Contribuţii la calculul iluminatului de la surse punctiforme prin metoda punct cu punct.**

E.E.A. – **Electrotehnica, 27** nr. 7, oct 1979, p. 314

În lucrare se stabileşte expresia iluminării realizate într-un punct, ce aparţine unei suprafeţe orientate arbitrar, de către o sursă de lumină asimetrică punctiformă, montată oricum în raport cu sistemul de referinţă şi se indică modul de trasare al curbelor izolux.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAŢIA*“, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1504. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1979 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.316.543

ОДНОФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ
ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК, НАПРЯЖЕНИЕ

Николаиде, А., Чернат, М.: **Изучение однофазного инвертора на основе тиристоров с индуктивно-резистивной нагрузкой путём прямого числового решения дифференциальных уравнений, с угётом нелинейной характеристики тиристора.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 7, октябь 1979, стр. 285

В работе был определён непосредственный метод (включая и программу на языке ФОРТРАН) для расчёта напряжений и токов однофазного инвертора с переключением на стороне переменного тока. Метод основывается на числовом интегрировании дифференциальных уравнений инвертора с учётом нелинейной характеристики тиристора. Выбранная для тиристора модель позволяет использование одной единственной системы дифференциальных уравнений и используется для расчёта и эксплуатации инверторов.

УДК 621.313.32

СИНХРОННАЯ МАШИНА
ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ

Михалаке, М.: **Динамическое пределение переходных параметров продольной оси синхронной машины.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 7, октябь 1979, стр. 290

Работа выявляет возможность непосредственного экспериментального определения опереходных параметров продольной оси синхронной машины X (T) соответственно $д$ (T) из анализа некоторых обычных переходных режимов синхронной машины при вращении.

УД К621.313.04

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
СОСТАВЛЯЮЩИЕ ЧАСТИ
ИЗОЛЯЦИЯ

Курияк, Гр.: **Статорная изоляция для машинных электродвигателей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 7, октябь 1979, стр. 298

В работе представлена часть исследований, проведённых в виду создания статорной изоляции для мощных двигателей, на основе современных возможностей, предложенных промышленностью электроизоляционных материалов.

УДК 621.383 : 621.314.5

СОЛНЕЧНЫЕ ЯЧЕЙКИ
ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ
ФОТОВОЛЬТОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

Негряну, М. и др.: **Солнечные ячейки на основе поликристаллического кремния.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, №октябь 7, 1979, стр. 302

Работа подчёркивает проблемы, появляющиеся при изготовлении солнечных ячеек на основе поликристаллического кремния, представляя результаты полученные авторами в виду изготовления подобных приспособлений. Солнечные ячейки, созданные на основе поликристаллического кремния волокнистого строения отличаются несложной технологией и хорошими оптоэлектрическими параметрами, что ведёт к значительному снижению стоимости «Ватт» электрической энергии, полученной путём фотовольтового преобразования энергии солнечного света.

УДК 621.025 : 621.316.923

ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК
ПЛАВКИЙ ПРЕДОХРАНИТЕЛЬ
ИНТЕГРАЛ ДЖУЛЯ

Трушкэ, В., **Аналоговое устройство для регистрирования интеграла Джуля плавких предохранителей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № 7, октябь 1979, стр. 305

Представлено создание авторами аналоговое устройство, предназначенное для регистрирования термического интеграла Джуля плавких предохранителей.

УДК 621.318.3 : 621.316.53

ЭЛЕКТРОМАГНИТЫ
КОНТАКТОРЫ
ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМ

Туц, Г.: **Динамический режим электромагнитов и контакторов переменного тока.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, № октябь 7, 1979, стр. 310

При определении размеров электромагнитов, приводящих в движении электрические аппараты переменного тока, необходимо подробное изучение переходного режима, с учётом, что возбуждение катушки носит случайный характер при любой фазе включения. Этот процесс представлен автором с применением одновременных электрических и механических уравнений, решённых с помощью ЭВМ.

УДК 628.94 : 535.245.24

АССИМЕТРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ
СВЕТА
НАПРАВЛЯЮЩИЕ ПАРАМЕТРЫ
ИЗОЛЮКСЫ

Иоаким, Д. и Ботез, С.: **Вклад в расчТты освещения от источников света точечной формы посредством точечного метода.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27**, №котябь 7, 1979, стр. 314

В работе определяется выражение освещения полученонго в одной точке, которая находится на поверхности произвольно расположенной, от асимметрического источника света точечной формы, установленного произвольно относительно системы сравнения и указывает способ нанесения изолюкс.

INHALT

DK 621.316.543

ENPHASIGER WECHSELRICHTER
DIFFERENTIALGLEICHUNGEN
WECHSELSTROM, SPANNUNG

Nicolaide, A., Cernat, M.: **Untersuchung des einphasigen Thyristor-Wechselrichters mit ohmisch-induktiver Last, durch direkte numerische Lösung der Differentialgleichungen, unter Berücksichtigung der nichtlinearen Kennlinie des Thyristors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, Oktober 1979, S. 285

In der vorliegenden Arbeit wurde eine direkte Methode (einschliesslich das FORTRAN-Sprachprogramm) für die Berechnung der Spannungen und Ströme des einphasigen Weckselrichters mit wechselstromseitiger Kommutierung, festgelegt. Die Methode beruht auf die numerische Integration der Differentialgleichungen des Wechselrichters, unter Berücksichtigung der nichtlinearen Kennlinie das Thyristors. Das für den Thyristor gewählte Modell, gestattet die Verwendung eines einzigen Differentialgleichungssystems. Die Ergebnisse sind für die Auslegung und Verwendung der Wechselrichter anwendbar.

DK 621.313.32

SYNCHRONMASCHINE
ÜBERGANGSZUSTÄNDE

Mihalache, M. : **Dynamische Ermittelung der Ubergangsparameter der Längsachse der Synchronmaschine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, Oktober 1979, S. 290

Die vorliegende Arbeit hebt die Möglichkeit der direkten experimentellen Ermittelung der Ubergangsparameter der Längsachse der Synchronmaschine, d.h. $x_d(t)$ bzw. g(t), aus der Analyse der Übergangszuständen der Synchronmaschine, während der Drehung, hervor.

DK 621.313.04

ELEKTRISCHE MASCHINEN
BESTANDTEILE
ISOLATION

Curiac, G.: **Statorische Isolation für elektrische Grossmotoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, Oktober 1979, S. 298

In dieser Arbeit ist ein Teil der durchgeführten Forschungen, zwecks Realisierung einer statorischen Isolation der Grossmotoren, auf Grund der gegenwärtigen Möglichkeiten der Herstellungsindustrie für elektrische Isolationsmaterialien, dargelegt.

DK 621.383 : 621.314.5

SONNENZELLEN
REALISIERUNGSTECHNOLOGIEN
PHOTOVOLTAISCHE UNWANDLUNG

Negreanu, M. u.a. : **Sonnenzellen mit Polykristall-Silizium.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, Oktober 1979, S. 302

Die Arbeit hebt die Aufgaben, die bei der Herstellung der Sonnenzellen, auf Polykristall-Silizium, erscheinen, hervor, beschreibend die Experimente, die deren Verfasser zwecks Erzielung solcher Vorrichtungen, durchgeführt hatten. Die Sonnenzellen die auf Polykristall-Silizium mit faseriger Struktur, erzielt wurden, zeichnen sich durch eine einfache Technologie und durch günstigen optik — elektrischen Parametern, aus, was zu einer erheblichen Preisreduzierung der elektrischen Energie, die mittels photovoltaischer Umwandlung erzeugt wird, führt.

DK 621.3.025 : 621.316.923

WECHSELSTROM
SCHMELZSICHERUNGEN
JOULE-INTEGRALE

Truşcă, V. : **Analogische Vorrichtung zwecks Registrierung der Joule-Integrale bei Schmelzsicherungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, Oktober 1979, S. 305

Es wird eine analogische Vorrichtung, vom Verfasser dieses Artikels erzeugt, zwecks Registrierung der Joule-Integrale bei Schmelzsicherungen, dargestellt.

DK 621.318.3 : 621.316.53

ELEKTROMAGNETE
EINSCHALTER
DYNAMISCHER BETRIEB

Titz, G. : **Dynamischer Betrieb der Elektromagneten und Wechselstromeinschalter.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, Oktober, 1979, S. 310

Die Bemessung der Elektromagneten, die die elektrischen Wechselstromgeräte betätigen, erfordert eine aufmerksame Kenntnis des Übergangszustandes, in Betracht nehmend dass die Erregung der Spule, ganz zufällig, in jeder Schaltungsphase, erfolgt. Diese Erscheinung ist von Verfasser, anwendend gleichzeitige elektrische und mechanische Gleichungen, die mittels eines elektronischen Rechners gelöst werden, dargestellt.

DK 628.94 : 535.245.24

ASSYMETRISCHER BELEUCHTUNGSKÖRPER
RICHTUNGSPARAMETER
ISOPHOTEN

Ioachim, D. und *Botez, C.* : **Beiträge zur Berechnung, mittels der Punkt für Punkt-Methode, der Beleuchtung seitens Punktquellen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, Oktober, 1979, S. 314

In dieser Arbeit, wird der Ausdruck einer in einem Punkt erzielten Beleuchtung, welcher Punkt einer beliebig gerichteten Fläche gehört, festgelegt. Die Beleuchtung erfolgt seitens einer assymetrischen punktförmigen Lichtquelle, die gleichgültig wie, in Verhältnis zum Bezugssystem, geschaltet ist. In der Arbeit wird die Art wie man die Isophoten zeichnet, angegeben.

CONTENTS

DC 621.316.543

ONE-PHASE INVERTER
DIFFERENTIAL EQUATIONS
ALTERNATIVE CURRENT, VOLTAGE

Nicolaide, A., Cernat, M. : **Study of resistive-inductive load one-phase thyristor inverters by a direct numerical resolution of differential equations considering the non-linear characteristics of the thyristor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 285

A method (including FORTRAN-program) for the direct calculation of one-phase a.c. commutation inverter voltages and currents is proposed. The differential equations are numerically integrated considering the thyristor non-linear characteristics. The thyristor model enables the utilization of a single differential equation system. The results are useful for the calculation and utilization of inverters.

DC 621.313.32

SYNCHRONOUS MACHINE
TRANSIENT REGIMES

Mihalache, M. : **Transient parameters dynamic identification in the synchronous machine longitudinal axis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 290

The paper points out the possibility to directly identify by experimental means the transient parameters $x_d(t)$ and g(t), respectively, in the synchronous machine longitudinal axis, by analysing some of the usual transient regimes of the rotating syncronous machine.

DC 621.313.04

ELECTRIC MACHINES
ELEMENTS
INSULATION

Curiac, G. : **Stator insulation for electric powered motors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 298

This work presents part of the research carried out with the purpose of realizing a stator insulation for electric powered motors, starting from the actual possibilities of the insulating material industry.

DC 621.383 : 621.314.5

SOLAR CELLS
ACCOMPLISHING TECHNIQUES
PHOTOVOLTAIC CONVERSION

Negreanu, M., a.o. : **Polycrystal silicon solar cells.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 302

The paper points out the problems which occur when accomplishing polycrystal silicon solar cells, presenting the experiments carried out by the authors in order to obtain such devices. The solar cells produced on fibre structure polycrystal silicon are characterized by a simple technology, and good optoelectric parameters, a fact that leads to a considerable reduction of the price/watt of electric energy obtained by the solar energy photovoltaic conversion.

DC 621.3.025 : 621.316.923

ALTERNATIVE CURRENT
FUSES
JOULE INTEGRAL

Truşcă, V. : **Analogue device for recording the fuses Joule integral.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 305

An analogue device accomplished by the author, meant for recording the fuses Joule thermal integral, is presented.

DC 621.318.3 : 621.316.53

ELECTROMAGNETS
CONTACTORS
DYNAMIC REGIME

Titz, G. : **A.C. contactors and electromagnets dynamic regime**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 310

In order to dimension the electromagnets actuating the a.c. electrical equipments, it is necessary to study attentively their transient regime, taking into account the fact that the coil is excited at random, at any connecting phase. This aspect is presented by the author, who uses simultaneous electrical and mechanical equations, solved by means of the electronic computer.

DC 628.94 : 535.245.24

UNSYNMMETRICAL LIGHTING UNIT
GUIDING PARAMETERS
ISOLUX LINES

Joachim, D., and *Botez, C.* : **Contributions to the point source lighting computation by means of the point-by-point method.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 314

The paper establishes the expression of the lighting obtained at a point on a surface with an arbitrary orientation, by means of an unsymmetrical point source of light, which is set in any position relative to the reference system. The isolux lines plotting method is also indicated.

S O M M A I R E

CD 621.316.543

ONDULEUR MONOPHASÉ
EQUATIONS DIFFÉRENTIELLES
COURANT ALTERNATIF, TENSION

Nicolaide, A., Cernat, M. : **L'étude de l'onduleur monophasé à thyristors à charge résistive-inductive par la résolution numérique directe des équations différentielles, en tenant compte de la caractéristique non-linéaire du thyristor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 285

Dans le cadre de cette étude on a établi une méthode directe (comprenant aussi le programme en langage Fortran) pour le calcul des tensions et des courants de l'onduleur monophasé à commutation du côté du courant alternatif. La méthode est fondée sur l'intégration numérique des équations différentielles de l'onduleur en tient compte de la caractéristique non-linéaire du thyristor. Le modèle choisi pour le thyristor permet l'application d'un seul système d'équations différentielles, tout en étant utile pour le calcul et l'utilisation des onduleurs.

CD 621.313.32

MACHINE SYNCHRONE
RÉGIMES TRANSITOIRES

Mihalache, M. : **Identification dynamique des paramètres transistoires de l'axe longitudinale de la machine synchrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica, 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 290

Dans cet ouvrage on met l'accent sur la possibilité de l'identification expérimentale directe des paramètres transistoires de l'axe longitudinale de la machine synchrone $X_d(t)$, respectivement g(t), de l'analyse de quelques régimes transitoires courants de la machine synchrone en rotation.

CD 621.313.04

MACHINES ÉLECTRIQUES
PARTIES COMPOSANTES
ISOLATION

Curiac, G. : **Isolation statorique pour les moteurs électriques de puissance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 298

On y présente une partie des recherches effectuées en vue de réaliser, en base des possibilités actuelles offertes par l'industrie productrice de matériaux électroisolants, une isolation statorique pour les moteurs de puissance.

CD 621.383 : 621.314.5

CELLULES SOLAIRES
TECHNOLOGIES DE RÉALISATION
CONVERSION PHOTOVOLTAIQUE

Negreanu, M. et d'a : **Cellules solaires à silicium polycristallin.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 302

L'ouvrage met en relief les problèmes qui apparaissent lorsqu'on réalise les cellules solaires à silicium polycristallin, présentant les expériences effectuées par les auteurs dans la but d'obtenir de tels dispositifs.

Les cellules solaires réalisée au moyen du silicium polycristallin à structure fibreuse se font remarquer par une technologie simple et par des paramètres optoélectriques élevés, ce qui mène à une diminution considérable du prix de revient du watt d'énergie électrique obtenue par la conversion photovoltaique de l'énergie solaires.

CD 621.3.025 : 621.316.923

COURANT ALTERNATIF
FUSIBLES
INTÉGRALE JOULE

Truşcă, V. **Dispositifs analogique pour l'enregistrement de l'intégrale Joule dans le domaine des fusibles.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 305

On y présente un dispositif analogique, réalisé par l'auteur, destiné à l'enregistrement de l'intégrale thermique Joule dans le domaine des fusibles.

CD 621.318.3 : 621.316.53

ELECTRO-AIMANTS
CONTACTEURS
RÉGIME DYNAMIQUE

Titz, G. : **Le régime dynamique des électro-aimants et des contacteurs de courant alternatif.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 310

Le dimensionnement des électro-aimants qui actionnent les appareils électriques de courant alternatif nécessite la connaissance attentive du régime transistoire, tenant compte que l'excitation de la bobine est réalisée aléatoirement à toute phase de connexion. Cet aspect est présenté par l'auteur au moyen des équations électriques et mécaniques simultanées, résolues par le calculateur électronique.

CD 628.94 : 535.245.24

CORPS D'ÉCLAIRAGE ASYMÉTRIQUE
PARAMÈTRES FONDAMENTAUX
COURBES ISOLUX

Ioachim, D. et *Botez, C.* : **Contributions au calcul de l'éclairage par sources en forme de point, utilisant la méthode point par point.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 7, oct. 1979, p. 314

Dans cet ouvrage on établit l'expression de l'éclairage réalisé en un point, qui appartient à une surface arbitrairement orientée, par une source de lumière asymétrique, en forme de point, montée n'importe comment par rapport au système de référence et l'on indique le procédé de tracement des courbes isolux.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 7

CZ 621.316.543

INVERTOR MONOFAZAT
ECUAŢII DIFERENŢIALE
CURENT, TENSIUNE

Studiul invertorului monofazat cu tiristoare cu sarcină rezistiv—inductivă prin rezolvarea numerică directă a ecuaţiilor diferenţiale, ţinînd seama de caracteristica neliniară a tiristorului

ANDREI NICOLAIDE, MIHAI CERNAT *—BRAŞOV

Convertirea curentului alternativ de frecvenţă industrială în curent de frecvenţă variabilă este una din cele mai importante probleme în acţionările de curent alternativ.

Asimilarea în producţia de serie a elementelor semiconductoare cu siliciu, diode şi tiristoare, a determinat sporirea eforturilor în cercetările privind convertoarele electrice. În cadrul acestora, problema reglării turaţiei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, prin alimentarea cu tensiune şi frecvenţă variabile ocupă un loc important.

Pornirea şi funcţionarea invertorului paralel monofazat au făcut obiectul a numeroase studii [3 — 9] dintre care multe se bazează pe consideraţii calitative şi rezolvarea unor ecuaţii admiţînd numeroase ipoteze simplificatoare.

În această lucrare, continuare a lucrării [1], se prezintă o metodă numerică directă (inclusiv programul în limbaj FORTRAN) pentru calculul curenţilor unui invertor monofazat, paralel cu comutaţia pe partea de curent alternativ [2], denumit şi invertor de tensiune.

Spre deosebire de lucrările anterioare cunoscute se ia în consideraţie caracteristica neliniară a ventilelor semicomandate (tiristoare). Se studiază atît regimul tranzitoriu la pornirea invertorului, cît şi regimul cvasistaţionar.

Studiul regimului tranzitoriu prezintă importanţă în cazul cînd invertorul este un element al unui sistem automat cu buclă de reglare.

Studiul regimului stabilizat este important pentru proiectarea şi dimensionarea invertoarelor destinate să funcţioneze ca surse de tensiune alternativă.

* Prof. dr. ing. Nicolaide, A. este şeful catedrei de electrotehnică şi maşini electrice, Universitatea din Braşov; ing. Cernat, M., şef de lucrări, la aceeaşi catedră.

Mersul de calcul cuprinde stabilirea ecuaţiilor circuitelor şi rezolvarea acestora prin metoda numerică Runge-Kutta.

În tabelul 1 se prezintă notaţiile utilizate. În programul FORTRAN s-au utilizat suplimentar următoarele notaţii:

XI = XX — matrice, conţinînd coeficienţii termenilor cu derivate în sistemul de ecuaţii ale invertorului;

XXI — matrice, conţinînd coeficienţii termenilor fără derivate în sistemul de ecuaţii ale invertorului;

B — vector, conţinînd termenii liberi ai sistemului de ecuaţii. Acest vector se schimbă la fiecare pas, datorită faptului că ecuaţiile sînt neliniare;

ICD — vector, conţinînd codificarea semnalelor de comandă aplicate tiristoarelor, $ICD(1) = 1$ înseamnă că tiristorului T_1 i se aplică semnal de comandă, $ICD(2) = 0$ înseamnă că tiristorului T_2 nu i se aplică semnal de comandă;

$EPS1$ — eroarea absolută cu care se determină soluţiile sistemului de ecuaţii diferenţiale;

$EPS2$ — eroarea relativă cu care se determină soluţiile sistemului de ecuaţii liniare;

FUNCTION UT — subprogram care dă caracteristica neliniară tensiune-curent a tiristorului;

FUNCTION DERUT — subprogram care dă derivata în raport cu curentul a caracteristicii neliniare tensiune-curent a tiristorului.

1. Ecuaţiile tensiunilor circuitelor invertorului paralel monofazat ţinînd seama de caracteristica neliniară a ventilelor semicomandate

Se consideră un invertor paralel monofazat cu comutaţia pe partea de curent alternativ, avînd schema din figura 1.

Tabelul 1

Notații utilizate

Mărimile utilizate	Notații adoptate	Variabile FORTRAN adoptate
Rezistența și inductanța bobinei B_1 (sarcină).	R, L	R, L
Rezistența și inductanța bobinei B_2 (bobină de netezire).	R_d, L_d	RD, LD
Rezistențele înfășurărilor transformatorului Tr.	R_1, R_2, R_3	R1, R2, R3
Inductanțele proprii utile ale înfășurărilor transformatorului Tr.	L_{u1}, L_{u2}, L_{u3}	LU1, LU2, LU3
Inductanțele mutuale între înfășurările transformatorului Tr.	L_{12}, L_{23}, L_{31}	L12, L23, L31
Inductanțele de scăpări ale înfășurărilor transformatorului Tr.	$L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$, $L_{\sigma 3}$	LSIG1, LSIG2, LSIG3
Intensitățile curenților care parcurg înfășurările transformatorului Tr.	i_1, i_2, i_3	AI1, AI2, AI3
Intensitățile curenților care parcurg ventilele semicomandate (tiristoarele).	i_{T1}, i_{T2}	AIT1, AIT2
Intensitatea curentului care parcurge condensatorul C_k.	ic_k	AICK
Intensitatea curentului absorbit din sursă.	i_d	AID
Tensiunile la bornele anod, catod ale tiristoarelor.	u_{T1}, u_{T2}	UT1, UT2
Tensiunea la bornele bobinei B_1 (sarcina).	u_2	U2
Tensiunea la bornele condensatorului C_k.	u_{C_k}	UCK
Numărul de ordine al fiecărui tact.	—	NTACT
Indicele de paritate a numărului de ordine al fiecărui tact.	—	ITACT
Numărul total de tacte pentru care se face integrarea.	—	KT

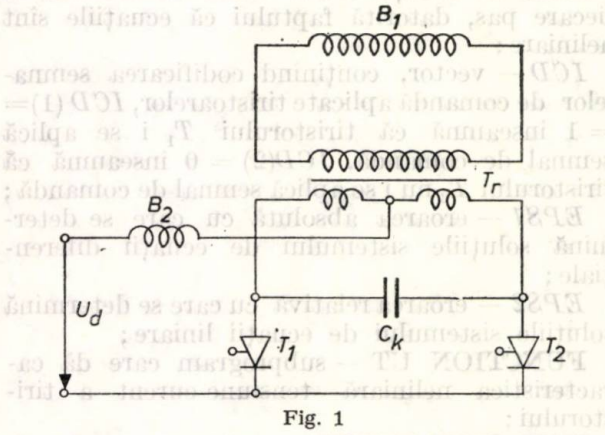


Fig. 1

Ventilele semicomandate T_1 și T_2 primesc succesiv, periodic, semnal de comandă, iar, ca urmare, prin sarcina B_1 trece un curent electric al cărui sens se modifică periodic. Condensatorul C_k și bobina B_2 au rol în comutație și anume condensatorul C_k asigură blocarea succesivă a ventilelor, iar bobina B_2, denumită și bobină de netezire, are rolul de a împiedica variația bruscă a intensității curentului absorbit din sursă.

Transformatorul Tr, al cărui curent de magnetizare se neglijează, are trei înfășurări, fiecare cu același număr de spire și are rol de adaptare și separare galvanică.

În funcționarea invertorului se pot distinge două tacte:

a — tactul întîi: tiristorul T_1 este în stare de conducție, iar tiristorul T_2 este în stare de blocare;

b — tactul al doilea: tiristorul T_2 este în stare de conducție, iar tiristorul T_1 este în stare de blocare.

Metoda prezentată în lucrarea de față ține seama de caracteristica neliniară tensiune-curent a ventilelor semicomandate, liniarizată pe porțiuni, așa cum se poate observa în figura 2.

Luînd în considerație aceste ipoteze, schema electrică a invertorului paralel monofazat cu comutația pe partea de curent alternativ este cea reprezentată în figura 3.

Se aleg astfel necunoscutele și contururile pe care se scriu ecuațiile tensiunilor încît matricea coeficienților termenilor cu diferențiale (matricea XI) să nu fie singulară.

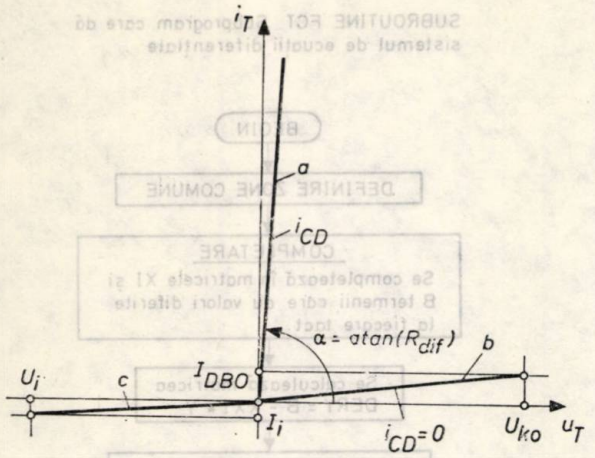


Fig. 2

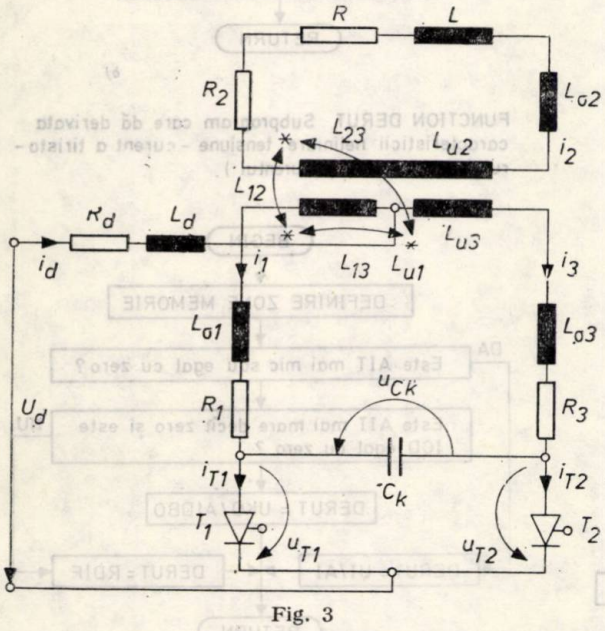


Fig. 3

Drept necunoscute se aleg mărimile i_{T1}, i_{T2}, i_2, i_{Ck}, u_{Ck}.

Ecuațiile tensiunilor sînt :

$$(R_d + R_1)i_{T2} + R_d i_{T2} - R_1 i_{Ck} +$$

$$(L_d + L_{u1}) + L_{\sigma 1}\frac{di_{T1}}{dt} + (L_d - L_{13})\frac{di_{T2}}{dt} +$$

$$+ L_{12}\frac{di_2}{dt} - (L_{u1} + L_{\sigma 1} + L_{13})\frac{di_{Ck}}{dt} = U_d - u_{T1}$$

$$R_d i_{T1} + (R_d + R_3)\, i_{T2} + R_3 i_{Ck} +$$

$$+ (L_d - L_{13})\frac{di_{T1}}{dt} + (L_d + L_{u3} + L_{\sigma 3})\frac{di_{T2}}{dt} -$$

$$- L_{23}\frac{di_2}{dt} + (L_{u3} + L_{\sigma 3} + L_{13})\frac{di_{Ck}}{dt} = U_d - u_{T2}$$

$$(R + R_2)i_2 = L_{12}\frac{di_{T1}}{dt} - L_{23}\frac{di_{T2}}{dt} +$$

$$+ (L + L_{u2} + L_{\sigma 2})\frac{di_2}{dt} - (L_{12} + L_{23})\frac{di_{Ck}}{dt} = 0$$

$$- i_{Ck} + \frac{du_{Ck}}{dt} = 0$$

$$\frac{du_{T1}}{di_{T1}} \cdot \frac{di_{T1}}{dt} - \frac{du_{T2}}{di_{T2}} \cdot \frac{di_{T2}}{dt} + \frac{du_{Ck}}{dt} = 0. \quad (1\ a,b,c,d,e)$$

Relațiile cu care se pot calcula celelalte mărimi care intervin în funcționarea invertorului sînt :

$$i_d = i_{T1} + i_{T2}$$

$$i_1 = i_{T1} - i_{Ck}$$

$$i_3 = i_{T2} + i_{Ck}$$

$$u_2 = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt}$$

$$u_{T1} = u_T(i_{T1},\ I_{CD1})$$

$$u_{T2} = u_T(i_{T2},\ i_{CD2}). \qquad (2\ a,b,c,d,e,f)$$

În decursul tactului întîi, atunci cînd tiristorul T_1 este în stare de conducție, iar tiristorul T_2 în stare de blocare, căderea de tensiune u_{T1} rezultă de pe caracteristica a, din figura 2, iar căderea de tensiune u_{T2} rezultă de pe caracteristicile b sau c din figura 2.

În decursul tactului al doilea situația se inversează.

Se poate stabili astfel o analogie între toate tactele cu număr de ordine impar, respectiv între toate tactele cu număr de ordine par.

2. Programul pentru rezolvarea ecuațiilor

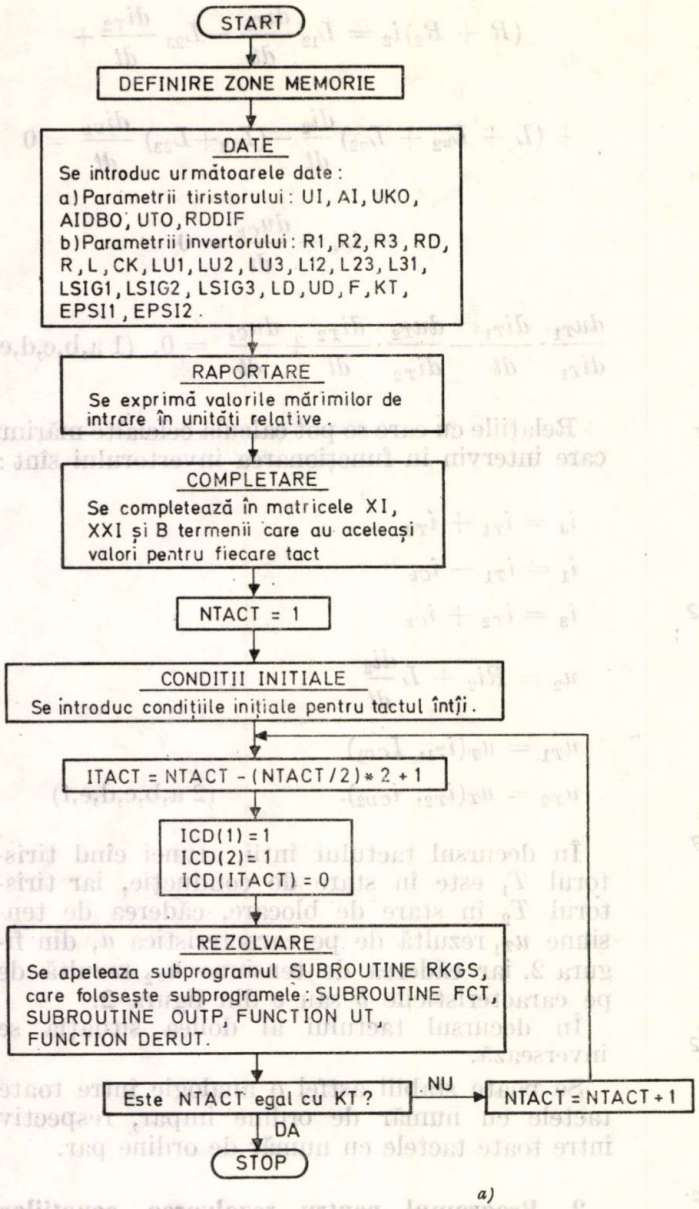
În figura 4 este reprezentată schema logică a programului utilizat pentru calculul soluțiilor sistemului de ecuații diferențiale (1). S-au utilizat două subprograme din biblioteca IBM și anume : SUBROUTINE RKGS, pentru integrarea sistemelor de ecuații diferențiale prin metoda Runge-Kutta și un subprogram pentru rezolvarea sistemelor de ecuații liniare.

Principalii parametri de intrare ai subprogramului SUBROUTINE RKGS și valorile lor sînt următoarele :

$PRMT(1) = 0$ — momentul de timp inițial ;

$PRMT(2) = T/2$ — momentul de timp final ;

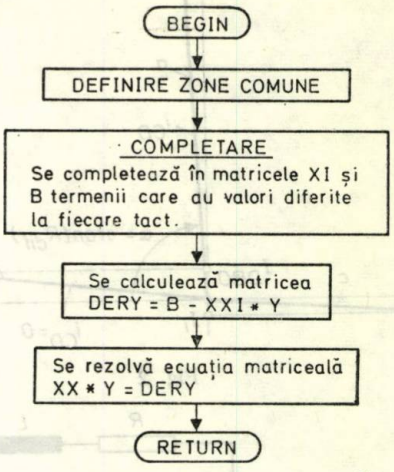
$PRMT(3) = T/200$ — pasul inițial cu care se face integrarea ecuațiilor diferențiale ;



a)

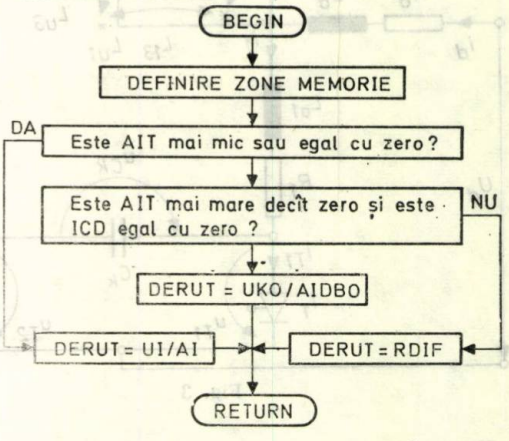
Fig. 4. Schema logică a programului de calcul.

SUBROUTINE FCT Subprogram care dă sistemul de ecuații diferențiale



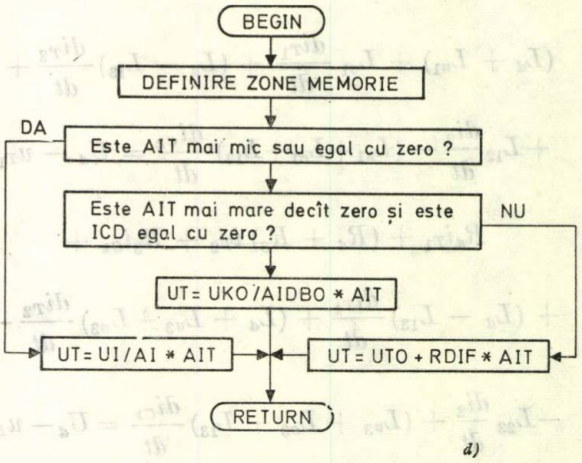
b)

FUNCTION DERUT Subprogram care dă derivata caracteristicii neliniare tensiune - curent a tiristorului (în raport cu curentul).



c)

FUNCTION UT Subprogram care dă caracteristica neliniară tensiune curent a tiristorului



d)

$PRMT(4) = EPS1$ — eroarea absolută admisibilă;

$NDIM$ — numărul de ecuaţii;

$(Y(I), I = 1, NDIM)$ — condiţii iniţiale.

Soluţiile sistemului de ecuaţii diferenţiale sînt scrise cu ajutorul subprogramului SUBROUTINE OUTP.

Rezultate obţinute

Metoda descrisă a fost aplicată pentru reţeaua din figura 3 avînd următorii parametri:

$R_1 = 1\ \Omega$ $L_{u1} = 3.E-3$ H $L\sigma_3 = 3.E-5$H

$R_2 = 1\ \Omega$ $L_{u2} = 3.E-3$ H $U_D = 100$ V

$R_3 = 1\ \Omega$ $L_{u3} = 3.E-3$ H $U_I = -1000$ V

$R_D = 1\ \Omega$ $L_{12} = 2E.-3$ H $I_I = -0{,}05$ A

$R = 0.1\ \Omega$ $L_{23} = 2.E-3$ H $U_{KO} = 1000$V

$C_k = 5.E-6.F$ $L_{13} = 2.E-3$ H $I_{DBO} = 0{,}05$ A

$L = 2.E-7$ H $L\sigma_1 = 3.E=5$ H $U_{TO} = 0{,}9$ V

$L_D = 0{,}10$ H $L\sigma_2 = 3.E-5$ H $R_{DIF} = 0{,}001$

$EPS1 = 1 \cdot E-5$ $EPS2 = 1 \cdot E-15$

Pentru efectuarea calculelor, toate mărimile s-au exprimat în unităţi relative, mărimile de referinţă fiind: $U_0 = 100$ V, $I_0 = 25$A, $f_0 = 50$ Hz.

S-a considerat că tiristoarele comută cu frecvenţa $f = 50$ Hz.

S-au obţinut variaţiile în timp ale mărimilor i_d, i_2, i_{T1}, i_{T2}, i_1, i_3, i_{Ck}, u_{Ck} dintre care unele au fost reprezentate în figura 5.

Concluzii

S-a stabilit o metodă directă (inclusiv programul în limbaj FORTRAN) pentru calculul curenţilor şi tensiunilor unui invertor paralel monofazat cu comutaţia pe partea de curent alternativ, pe baza integrării numerice a ecuaţiilor diferenţiale ale invertorului, stabilite ţinînd seama de caracteristica neliniară a ventilelor semicomandate.

Metodele cunoscute anterior nu luau în consideraţie această caracteristică neliniară.

Durata de rulare a programului cuprinzînd studiul fenomenului tranzitoriu pînă la obţinerea regimului cvasistaţionar a fost de aproximativ 20 minute pentru 30 tacte.

Variaţiile în timp ale mărimilor rezultate în urma calculului sînt în concordanţă cu rezultatele experimentale [6].

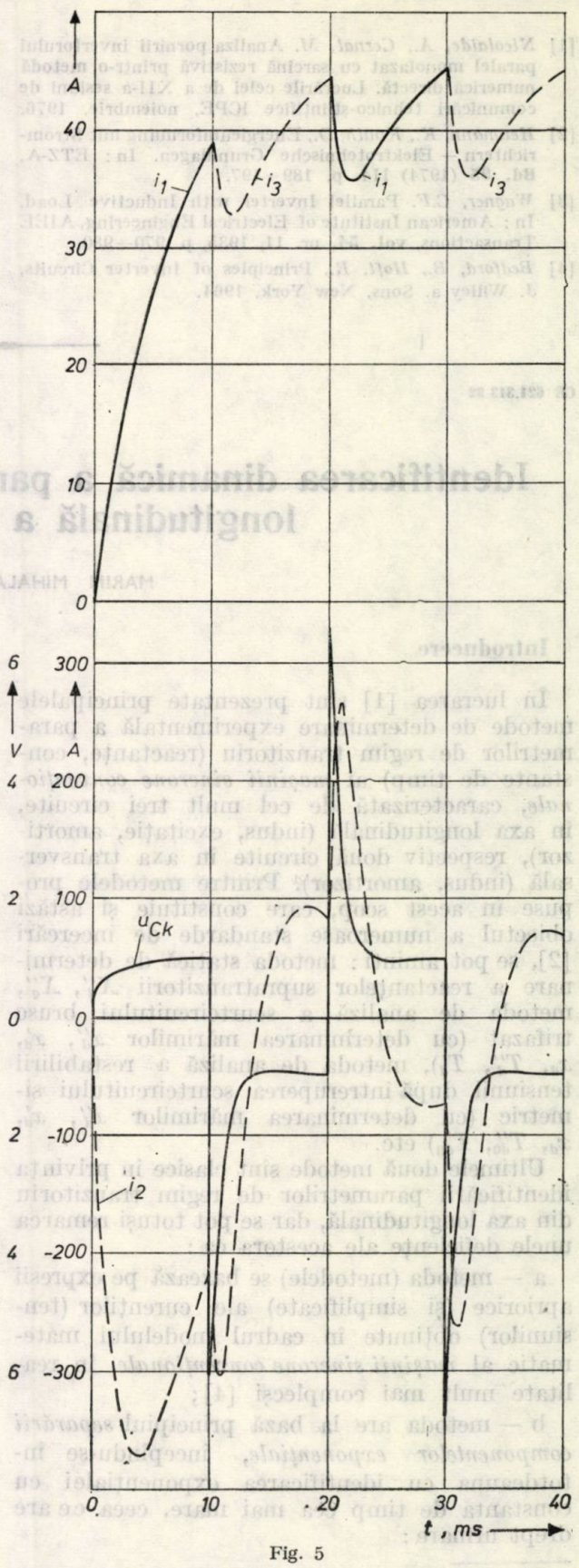


Fig. 5

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A., Cernat, M.* Analiza pornirii invertorului paralel monofazat cu sarcină rezistivă printr-o metodă numerică directă. Lucrările celei de a XII-a sesiuni de comunicări tehnico-științifice ICPE, noiembrie, 1976.

[2] *Heumann, K., Knuth, D.*, Energieumformung mit Stromrichtern — Elektrotehnische Grundlagen. In: ETZ-A, **Bd. 95** (1974) H4. p. 189—197.

[3] *Wagner, C.F.* Parallel Inverter with Inductive Load. In: American Institute of Electrical Engineering, AIEE Transactions, **vol. 54**, nr. 11, 1935, p. 970—980.

[4] *Bedford, B., Hoft, R.*, Principles of Inverter Circuits, J. Willey a. Sons, New York, 1964.

[5] *Schilling, W.* Thyristortechnik — R. Oldenbourg Verlag, München — Wien, 1968.

[6] *Meier, U.* Berechnung von selbstgeführten Wechselrichtern mit und ohne Gegendioden auf Grund eines Ersatzschemas dritter Ordnung. Dissertation der Eidgenössischen T.H. Zürich, 1968.

[7] *Takeuchi, T.* Theory of SCR Circuit and Application to Motor Control, Tokyo, Electrical Engineering College Press, 1968.

[8] *Mayer, M.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație forțată (traducere din limba germană). București, Ed. tennică, 1970.

[9] *Fischer, F., Wassiliev, A. S.* Modellierung von Thyristoren bei der Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik. Wissenschaftliche Zeitschrift der TU Dresden 26 1977, Heft 5.

CE 621.313.32

MAȘINĂ SINCRONĂ
REGIMURI TRANZITORII

Identificarea dinamică a parametrilor tranzitorii din axa longitudinală a mașinii sincrone

MARIN MIHALACHE* — BUCUREȘTI

Introducere

În lucrarea [1] sînt prezentate principalele metode de determinare experimentală a parametrilor de regim tranzitoriu (reactanțe, constante de timp) ai *mașinii sincrone convenționale*, caracterizată de cel mult trei circuite, în axa longitudinală (indus, excitație, amortizor), respectiv două circuite în axa transversală (indus, amortizor). Printre metodele propuse în acest scop, care constituie și astăzi obiectul a numeroase standarde de încercări [2], se pot aminti: metoda statică de determinare a reactanțelor supratranzitorii X''_d, X''_q, metoda de analiză a scurtcircuitului brusc trifazat (cu determinarea mărimilor x''_d, x'_d, x_d, T''_d, T'_d), metoda de analiză a restabilirii tensiunii după întreruperea scurtcircuitului simetric (cu determinarea mărimilor x''_d, x'_d, x_d, T''_{d0}, T'_{d0}) etc.

Ultimele două metode sînt clasice în privința identificării parametrilor de regim tranzitoriu din axa longitudinală, dar se pot totuși remarca unele deficiențe ale acestora ca:

a — metoda (metodele) se bazează pe expresii apriorice (și simplificate) ale curenților (tensiunilor) obținute în cadrul modelului matematic al *mașinii sincrone convenționale*, în realitate mult mai complecși [4];

b — metoda are la bază principiul *separării componentelor exponențiale*, începîndu-se întotdeauna cu identificarea exponențialei cu constanta de timp cea mai mare, ceea ce are drept urmare:

— timp de înregistrare îndelungat;

— erori maxime la identificarea parametrilor caracteristici la timpi mici (supratranzitorii) obținuți prin separarea *ultimei* exponențiale;

c — metoda nu mai este, principial, aplicabilă în cazul *mașinilor sincrone complexe* (de tip turbogenerator, spre exemplu) caracterizate de prezența structurilor masive în rotor, în care caz nu se mai poate vorbi de existența componentelor strict exponențiale [6], aceste mașini fiind caracterizate, cu necesitate, de *parametrii operaționali* $X(p)$, $G(p)$, funcțiuni complicate de p.

Se justifică astfel interesul crescînd din ultimele două decenii privind indentificarea, experimentală sau prin calcul, a parametrilor operaționali ai mașinilor sincrone complexe de mare importanță în sistemul energetic. Aceștia sînt din ce în ce mai mult asimilați cu *funcțiile de transfer* din teoria sistemelor automate astfel că metodele de determinare experimentală a acestora corespund, în mare parte, cu metodele de identificare comune acestor sisteme: metoda *răspunsului la frecvență* [5, 6], respectiv *metoda răspunsului tranzitoriu* [7], metode prezentate pe larg și în lucrarea [3].

În lucrarea [8] se propune o metodă alternativă de analiză, un model matematic exclusiv în domeniul timp, caracterizat de parametrii tranzitorii (variabili în timp) $x_d(t)$, $x_q(t)$, $g(t)$, model ce oferă posibilități noi în identificarea (experimentală [9] sau prin calcul) a parametrilor, ca și în analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor sincrone complexe [10], direct în domeniul timp. Identificarea experimentală prin *metode statice* (rotorul blocat în una din cele

* Ing. *Mihalache, M.* este cadru didactic la I.P. — București.

două axe de magnetizare d, q) constituie obiectul unei lucrări anterioare [9], urmînd ca în continuare să se prezinte *metodele dinamice* (rotorul în mișcare) de identificare experimentală a parametrilor tranzitorii din axa longitudinală a mașinii sincrone $x_d(t)$ respectiv $g(t)$.

1. Principiul metodei

Conform rezultatelor din lucrarea [8], modelul matematic al mașinii sincrone caracterizată de parametrii tranzitorii $x_d(t)$, $x_q(t)$ $g(t)$ corespunde relațiilor (1) :

$$u_d(t) = r_d i_d(t) + \frac{d\Phi_d}{dt} - \nu_r \cdot \Phi_q(t),$$

$$u_q(t) = r_q i_q(t) + \frac{d\Phi_q}{dt} + \nu_r \cdot \Phi_d(t),$$

$$\Phi_d(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t x_d(\tau)\, i_d(t-\tau)\, d\tau +$$

$$+ \frac{d}{dt}\int_0^t g(\tau)\cdot u_e(t-\tau)\, d\tau,$$

$$\Phi_q(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t x_q(\tau) i_q(t-\tau)\, d\tau,$$

în care s-au notat cu :

$\nu_r = \frac{\omega_r}{\omega_N}$ toate mărimile fiind cu condiții inițiale nule și reprezentate în sistemul de unități relative S_B, sistem caracterizat de mărimile de bază ale statorului $\left(U_B = \sqrt{2}\cdot U_N,\ I_B = \sqrt{2}\cdot I_N,\ t_B = \frac{1}{\omega_N}\right)$, fără raportarea mărimilor rotorice la stator. Spre exemplu, tensiunea la bornele înfășurării de excitație U_e va fi reprezentată în sistemul S_B conform relației (2) :

$$u_e = \frac{U_e}{U_{dN}} = \frac{U_e}{\sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{2}\cdot U_N} = \frac{U_e}{\sqrt{3}\cdot U_N} \qquad (2)$$

Parametrii tranzitorii întervin în relații generale de tipul (3) :

$$F_1(t) = \int_0^t P(\tau)\cdot F_2(t-\tau)\, d\tau, \qquad (3)$$

unde $P(t)$ reprezintă parametrul tranzitoriu de interes, iar $F_1(t)$, $F_2(t)$ sînt funcții de definiție corespunzătoare (flux, curent, tensiune), obținute experimental fie prin *metode statice* [9], fie prin *metode dinamice*.

2. Identificarea dinamică a reactanței tranzitorii longitudinale

Se consideră regimul tranzitoriu corespunzător restabilirii tensiunii la borne după întreruperea scurtcircuitului simetric [1 —2] al mașinii sincrone ce se rotește cu viteza nominală ($\nu_r = 1$), la bornele înfășurării de excitație păstrîndu-se o tensiune constantă ($u_e = 0$), ca în schema din figura 1 :

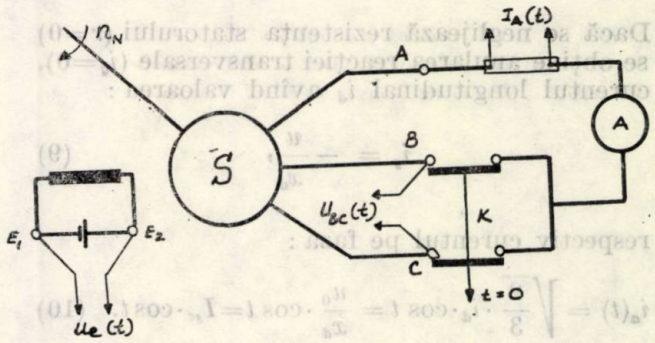


Fig. 1

2.1. *Regimul permanent de scurtcircuit trifazat simetric*

Regimul de scurtcircuit permanent simetric corespunde, spre exemplu, stabilizării $\left(t \to \infty,\ \frac{d}{dt} = 0\right)$ regimului tranzitoriu de scurtcircuit trifazat brusc ce urmează regimului de mers în gol, caracterizat de următoarele relații :

$$0 = r_d i_d(t) + \frac{d\Phi_d}{dt} - \Phi_q(t)$$

$$-u = r_q i_q(t) + \frac{d\Phi_q}{dt} + \Phi_d(t) \qquad (4)$$

$$\Phi_d(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t x_d(\tau)\, i_d(t-\tau)\, d\tau$$

$$\Phi_q(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t x_q(\tau)\, i_q(t-\tau)\, d\tau,$$

unde u este $\sqrt{\frac{3}{2}}$ din tensiunea de mers în gol a generatorului sincron (u_0). În regim stabilizat fluxurile axiale $\Phi_d(t)$, $\Phi_q(t)$ devin :

$$\Phi_d(t) = x_d(\infty)\cdot i_d(t), \qquad (5)$$
$$\Phi_q(t) = x_q(\infty)\cdot i_q(t).$$

Înlocuind (5) în (4) și punînd condiția $\frac{d}{dt} = 0$ (regim permanent) se obține :

$$0 = r_d i_d - x_q(\infty)\, i_q, \qquad (6)$$
$$-u = r_q i_q + x_d(\infty)\cdot i_d.$$

Rezolvînd (6) se obţin expresiile curenţilor de scurtcircuit permanent :

$(x_d = x_d(\infty),\ x_q = x_q(\infty),\ r_d = r_q = r)$:

$$i_d = -u \cdot \frac{x_q}{r^2 + x_d \cdot x_q}, \tag{7}$$

$$i_q = -u \cdot \frac{r}{r^2 + x_d \cdot x_q}. \tag{8}$$

Dacă se neglijează rezistenţa statorului ($r=0$) se obţine anularea reacţiei transversale ($i_q=0$), curentul longitudinal i_d avînd valoarea :

$$i_g = -\frac{u}{x_d}, \tag{9}$$

respectiv curentul pe fază :

$$i_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_d \cdot \cos t = \frac{u_0}{x_d} \cdot \cos t = I_{sc} \cdot \cos t. \tag{10}$$

2.2. *Regimul tranzitoriu de întrerupere a scurtcircuitului permanent simetric*

Considerînd întreruperea ideală (instantanee), în cadrul acestui regim se realizează o *treaptă de curent* de valoare $I_{d0} = \frac{u}{x_d}$ (9).

Variaţiile de curent $i_d(t)$, $i_q(t)$ corespunzătoare acestui regim sînt următoarele :

$$i_d(t) = I_{d0} \cdot 1(t) = \frac{u}{x_d} \cdot 1(t), \tag{11}$$

$$i_q(t) = 0,$$

respectiv pentru fluxuri :

$$\Phi_d(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t x_d(\tau)\, i_d(t-\tau)\, d\tau = I_{d0} \cdot x_d(t),$$

$$\Phi_q(t) = 0.$$

Înlocuind (11) în ecuaţiile generale (1), şi neglijînd rezistenţa statorului, se obţine :

$$u_d(t) = \frac{d\Phi_d}{dt} = I_{d0} \cdot \frac{dx_d}{dt}, \tag{12}$$

$$u_q(t) = \Phi_d(t) = I_{d0} \cdot x_d(t) \tag{13}$$

şi respectiv pentru tensiunea de fază $u_a(t)$:

$$u_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_d \cos t - u_q \sin t) =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{d\Phi_d}{dt}\cos t - \Phi_d \cdot \sin t\right). \tag{14}$$

Avînd în vedere că, în general, $\frac{dxd}{dt} \ll x_d(t)$, un exemplu numeric fiind prezentat în [10], şi neglijînd deci t.e.m. de transformare $\left(\text{proporţională cu } \frac{d\Phi}{dt}\right)$ faţă de t.e.m. de rotaţie (proporţională cu $\Phi(t)$), relaţia (14) devine :

$$-u_a(t) \cong \sqrt{\frac{2}{3}}\,\Phi_d(t) \sin t =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_{d0} \cdot x_d\,(t) \sin t = I_{sc} \cdot x_d\,(t) \cdot \sin t. \tag{15}$$

Relaţia (15) este remarcabilă, prezentînd reactanţa tranzitorie longitudinală $x_d(t)$, în ipotezele de mai sus, ca *înfăşurătoarea curbei de restabilire a tensiunii la borne*, după întreruperea scurtcircuitului permanent simetric. Formele de undă ideale sînt prezentate în figura 2

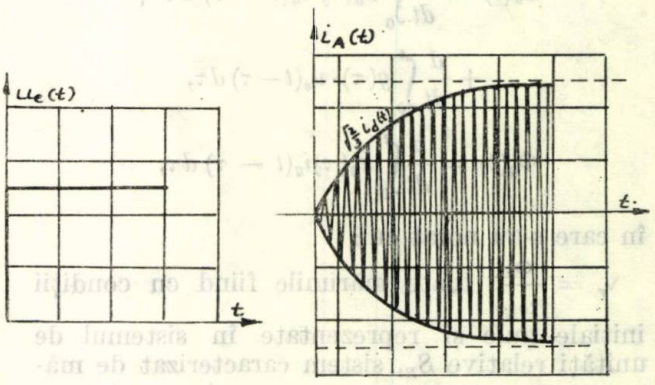


Fig. 2

3. Identificarea dinamică a conductanţei tranzitorii $g(t)$

Funcţiile de definiţie ale conductanţei tranzitorii $g(t)$, conform (1), sînt tensiunea la bornele înfăşurării de excitaţie $u_e(t)$ şi fluxul tranzitoriu din axa longitudinală $\Phi_d(t)$ corespunzător indusului în gol ($i_d = 0$) :

$$\Phi_d(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t g(\tau) \cdot u_e(t-\tau)\, d\tau. \tag{16}$$

În condiţiile aplicării unei *trepte de tensiune* $u_e(t) = U_e \cdot 1\,(t)$, se obţine o relaţie simplă pentru conductanţa tranzitorie :

$$g(t) = \frac{1}{u_e} \cdot \Phi_d(t). \tag{17}$$

Se consideră o maşină sincronă ce se roteşte în gol, cu viteza nominală ($v_r = 1$). La bornele înfăşurării de excitaţie se aplică o treaptă de

tensiune şi se înregistrează variaţia tensiunii la bornele indusului, conform schemei din figura 3 :

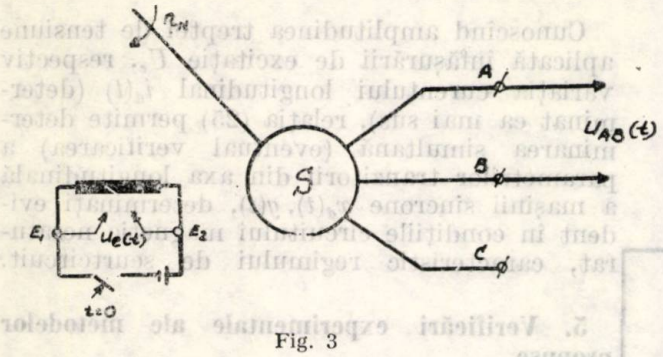


Fig. 3

Regimul tranzitoriu de *stabilire a tensiunii la borne*, în gol ($i_d = i_q = 0$) este caracterizat de ecuaţiile (18) :

$$u_d(t) = \frac{d\Phi_d}{dt} - \Phi_q(t),$$

$$u_q(t) = \frac{\Phi d_q}{dt} + \Phi_d(t),$$

$$\Phi_d(t) = u_e - g(t), \qquad (18)$$

$$\Phi_q(t) = 0.$$

Din (18) rezultă :

$$u_d(t) = \frac{d\Phi_d}{dt} = U_e \cdot \frac{d_g}{dt},$$

$$u_q(t) = \Phi_d(t) = U_e \cdot g(t). \qquad (19)$$

Formele de undă corespunzătoare relaţiilor (19) sînt cele din figura 4

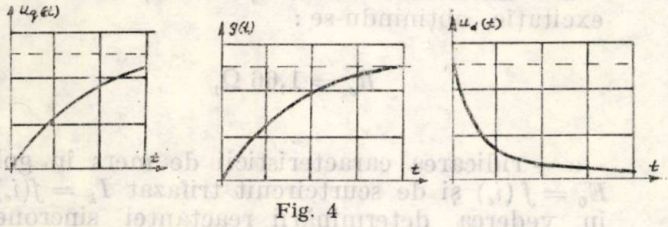


Fig. 4

Pentru tensiunea de fază $u_a(t)$ se obţine :

$$u_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_d \cos t - u_q \sin t) =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{d\Phi_d}{dt}\cos t - \Phi_d \sin t\right). \qquad (20)$$

Cum $\frac{d_g}{dt} \ll g(t)$, respectiv $\frac{d\Phi_d}{dt} \gg \Phi_d(t)$, sau, cu alte cuvinte, în relaţia (20) se neglijează t.e.m. de transformare faţă de t.e.m. de rotaţie [11] se poate scrie :

$$-u_a(t) \cong \sqrt{\frac{2}{3}}\,\Phi_d(t) \cdot \sin t = \sqrt{\frac{2}{3}}\,U_e \cdot g(t) - \sin t. \qquad (21)$$

Relaţia (21) este similară relaţiei (15) şi prezintă conductanţa tranzitorie $g(t)$ ca *înfăşurătoarea curbei de stabilire a tensiunii la borne*, în gol, la aplicarea unei trepte de tensiune la bornele înfăşurării de excitaţie. Formele de undă, corespunzătoare relaţiei (21) sînt prezentate în figura 5*.

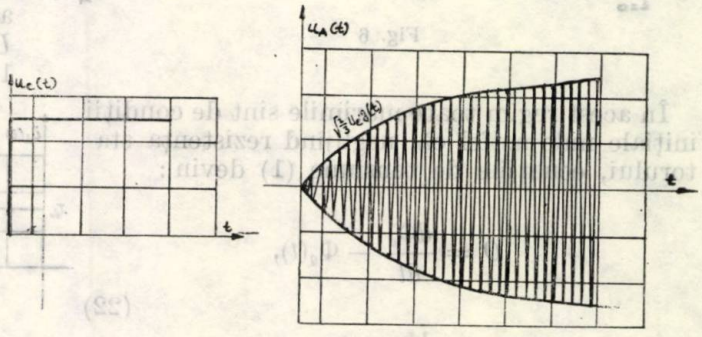


Fig. 5

* **OBSERVAŢII**

Atît în (15), cît şi în (20) s-a obţinut răspunsul de tensiune la bornele indusului ca fiind un semnal sinusoidal „modulat" de funcţia de timp a parametrului tranzitoriu corespunzător (reactanţa tranzitorie $x_d(t)$, respectiv conductanţa tranzitorie $g(t)$. Ipoteza simplificatoare principală utilizată a constituit-o neglijarea termenilor de tipul $\frac{d\Phi}{dt}$ (în u.r.) în raport cu cei de tipul $\Phi(t)$, respectiv neglijarea t.e.m. de transformare în raport cu t.e.m. de rotaţie [11], condiţie îndeplinită în general, de maşinile sincrone actuale, ipoteza fiind mai grosieră la momentul $t = 0$, pentru conductanţa tranzitorie $g(t)$ de valoare nulă în origine.

Din examinarea relaţiilor de mai sus se observă însă că termenii $\frac{d\Phi}{dt}$ respectiv $\Phi(t)$ intervin în cuadratură, prin intermediul funcţiilor trigonometrice sin t, cos t, astfel că este posibilă selectarea a numai unuia din cei doi termeni, folosind, spre exemplu, procedeul de înregistrare descris în [6].

Se obţin astfel valorile discrete ale funcţiei $\frac{d\Phi}{dt}$ respectiv $\Phi(t)$ în punctele de anulare succesivă a funcţiilor sin t, cos t.

Metoda propusă, de construire a curbelor $x_d(t)$, $g(t)$, din *valorile discrete* ale maximelor (şi minimelor) răspunsului de tensiune la bornele indusului (respectiv *înfăşurătoarea*), eventual utilizînd înregistrările tuturor celor 3 tensiuni pentru a creşte densitatea punctelor de discretizare, constituie un procedeu simplu de rezolvare a problemei, suficient de precis pentru nevoile practice.

4. Determinarea simultană a parametrilor tranzirorii din axa longitudinală $x_d(t)$, $g(t)$

Se consideră regimul tranzitoriu de stabilire a curentului de scurtcircuit permanent simetric la aplicarea unei trepte de tensiune la bornele înfăşurării de excitaţie, conform schemei din figura 6.

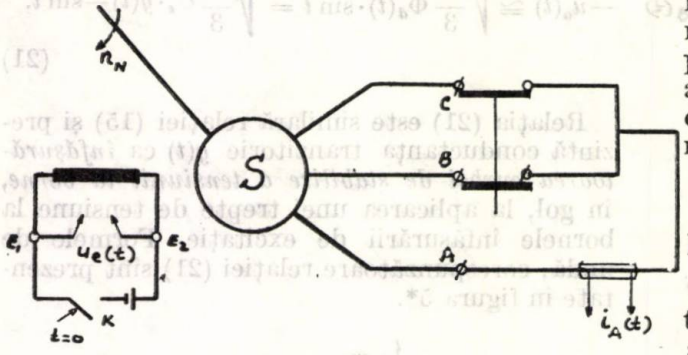


Fig. 6

În acest regim toate mărimile sînt de condiţii iniţiale nule astfel că, neglijînd rezistenţa statorului, ecuaţiile de tensiune (1) devin :

$$O = \frac{d\Phi_d}{dt} - \Phi_q(t), \qquad O = \frac{d\Phi_q}{dt} + \Phi_d(t). \tag{22}$$

Din (22) se obţin soluţiile :

$$\Phi_d(t) = 0, \qquad \Phi_q(t) = 0. \tag{23}$$

Din a doua ecuaţie (23) se obţine, de asemenea, $i_q = 0$, sau, conform (10) pentru curentul de fază $i_a(t)$:

$$i_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}\, i_d(t) \cdot \cos t. \tag{24}$$

Din (24) rezultă că, componenta longitudinală a curentului $i_d(t)$ este reprezentată direct de *înfăşurătoarea curbei de stabilire a curentului de scurtcircuit simetric.*

Formele de undă, corespunzătoare acestei încercări, sînt reprezentate în figura 7.

Din prima ecuaţie (23) rezultă :

$$\Phi_d(t) = 0 = \frac{d}{dt}\int_0^t x_d(t-\tau)\, i_d(\tau)\, d\tau + U_e \cdot g(t), \tag{25}$$

sau :

$$\int_0^t x_d(t-\tau)\, i_d(\tau)\, d\tau + U_e \cdot \int_0^t g(t)\, dt = 0. \tag{26}$$

Cunoscînd amplitudinea treptei de tensiune aplicată înfăşurării de excitaţie U_e, respectiv variaţia curentului longitudinal $i_d(t)$ (determinat ca mai sus), relaţia (25) permite determinarea simultană (eventual verificarea) a parametrilor tranzitorii din axa longitudinală a maşinii sincrone $x_d(t)$, $g(t)$, determinaţi evident în condiţiile circuitului magnetic nesaturat, caracteristic regimului de scurtcircuit.

5. Verificări experimentale ale metodelor propuse

Pentru verificarea experimentală a rezultatelor teoretice obţinute s-au efectuat încercări asupra unui generator sincron de 125 kVA, $U_N = 400$ V, $I_N = 180$ A, conexiune stea, 1 500 rot/min.

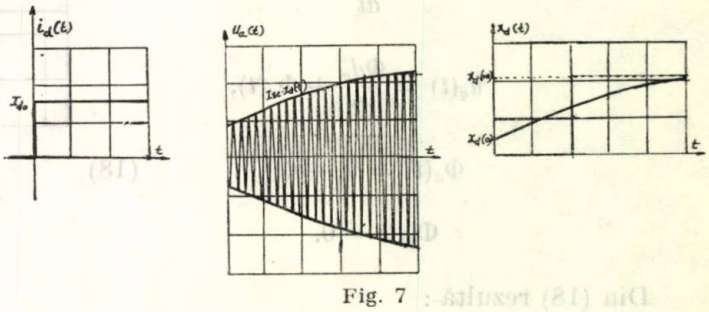


Fig. 7

Următoarele încercări preliminare au fost, de asemenea, efectuate :

a — măsurarea rezistenţelor statorului, obţinîndu-se :

$$R_A = R_B = R_C = 0{,}037\ \Omega,$$

b — măsurarea rezistenţei înfăşurării de excitaţie, obţinîndu-se :

$$R_e = 1{,}66\ \Omega,$$

c — ridicarea caracteristicii de mers în gol $E_0 = f(i_e)$ şi de scurtcircuit trifazat $I_k = f(i_e)$ în vederea determinării reactanţei sincrone longitudinale, obţinîndu-se :

$$x_d = 1{,}5 \text{ u.r.},$$

d — determinarea experimentală a reactanţelor supratranzitorii longitudinale şi transversale x_d'', x_q'', prin metoda statică [1] obţinîndu-se valorile : $x_d'' = 0{,}4$ u.r., $x_q'' = 1$ u.r.

5.1. *Identificarea dinamică a reactanței tranzitorii longitudinale $x_d(t)$, din încercarea de restabilire a tensiunii la borne după întreruperea scurtcircuitului permanent simetric*

Se utilizează schema din figura 1. La bornele înfășurării de excitație s-a menținut constantă tensiunea $U_e = 6{,}6$ V. Curentul de scurtcircuit permanent a fost de 42 A. Oscilograma tensiunii de restabilire la bornele indusului $U_{AB}(t)$, ridicată la viteza de 5 cm/s, este reprezentată în figura 8 (numai înfășurătoarea).

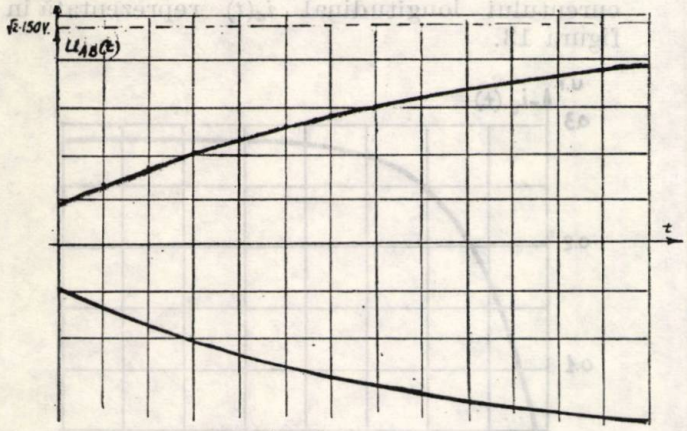


Fig. 8

Conform (4) reactanța tranzitorie longitudinală $x_d(t)$ se obține :

$$x_d(t) = k_{xd}\,(u.r/\text{mm}) \cdot U_{AB}\,(\text{mm}), \qquad (27)$$

unde U_{AB} reprezintă valoarea, în mm, a înfășurătorii răspunsului de tensiune U_{AB} (t), la momentul t, iar k_{xd} se calculează conform (28) :

$$k_{xd} = \frac{u^{\infty}_{AB}(u.r.)}{i_{sc}\,(\text{u.r.})} \cdot \frac{1}{U^{\infty}_{AB}(\text{mm})} = \frac{150\text{V} \cdot 180\text{A}}{400\text{V} - 42\text{A}} \cdot$$

$$\cdot \frac{1}{48\text{ mm}} = 0{,}0335\ \text{u.r./mm}. \qquad (28)$$

Se obține astfel curba de variație a reactanței tranzitorii longitudinale $x_d(t)$ reprezentată în figura 9.

5.2. *Identificarea dinamică a conductanței tranzitorii $g(t)$ din încercarea de stabilire a tensiunii la borne*

Se utilizează schema din figura 3. La aplicarea unei trepte de tensiune de amplitudine $U_e = 6{,}6$ V la bornele înfășurării de excitație, tensiunea la bornele indusului $U_{AB}(t)$ variază conform oscilogramei din figura 10 (numai înfășurătoarea), viteza de înregistrare fiind de 5 cm/s.

Conform relației (21) conductanța tranzitorie $g(t)$ se obține :

$$g(t) = k_g(\text{u.r./mm}) \cdot U_{AB}\,(\text{mm}), \qquad (29)$$

unde U_{AB} reprezintă valoarea, în mm, a înfășurătorii răspunsului de tensiune U_{AB} (t) la momentul t, iar k_g se calculează conform (30) :

$$k_g = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{u^{\infty}_{AB}\,(\text{u.r.})}{u_e\,(\text{u.r.})} \cdot \frac{1}{U^{\infty}_{AB}\,(\text{mm})} =$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{150\text{V} \cdot \sqrt{3} \cdot 231\text{V}}{400\text{V} - 6{,}6\text{V}} \cdot \frac{1}{48\text{ mm}} = 0{,}58\ \text{u.r./mm}. \qquad (30)$$

Se obține astfel curba de variație a conductanței tranzitorii $g(t)$, reprezentată în figura 11

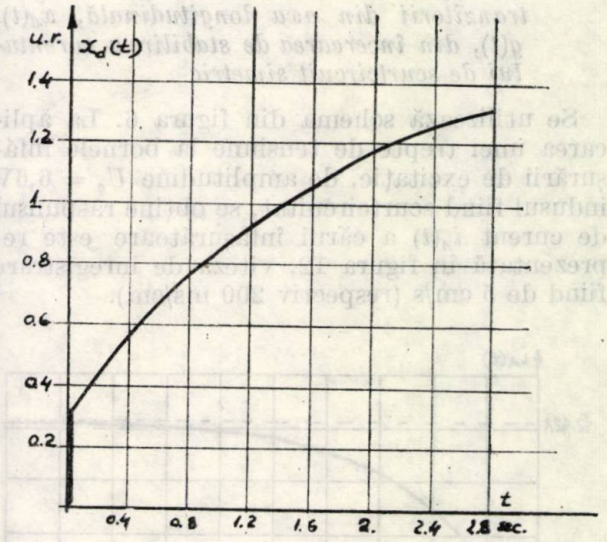


Fig. 9

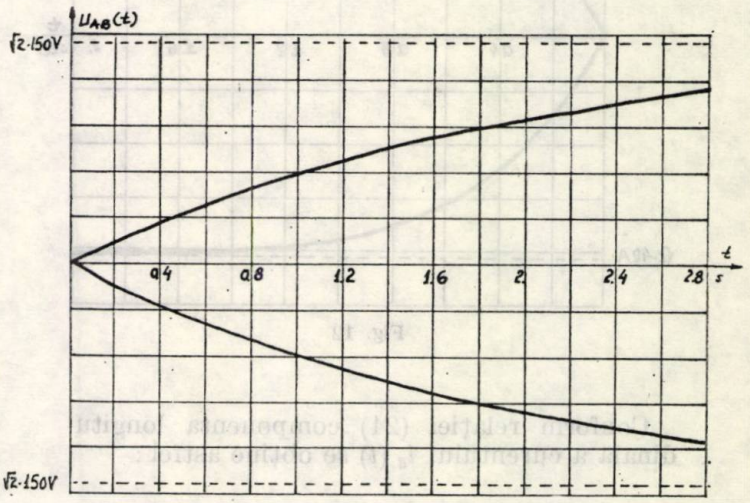


Fig. 10

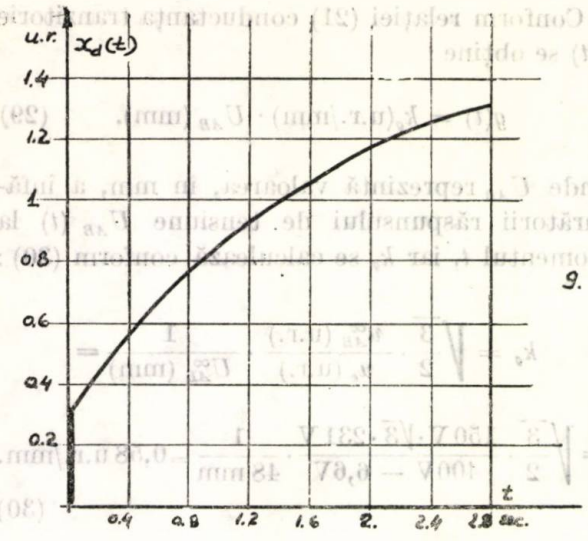


Fig. 11

5.3. *Identificarea simultană a parametrilor tranzitorii din axa longitudinală, $x_d(t)$, $g(t)$, din încercarea de stabilire a curentului de scurtcircuit simetric*

Se utilizează schema din figura 6. La aplicarea unei trepte de tensiune la bornele înfășurării de excitație, de amplitudine $U_e = 6{,}6$V indusul fiind scurtcircuitat, se obține răspunsul de curent $i_A(t)$ a cărui înfășurătoare este reprezentată în figura 12, viteza de înregistrare fiind de 5 cm/s (respectiv 200 ms/cm).

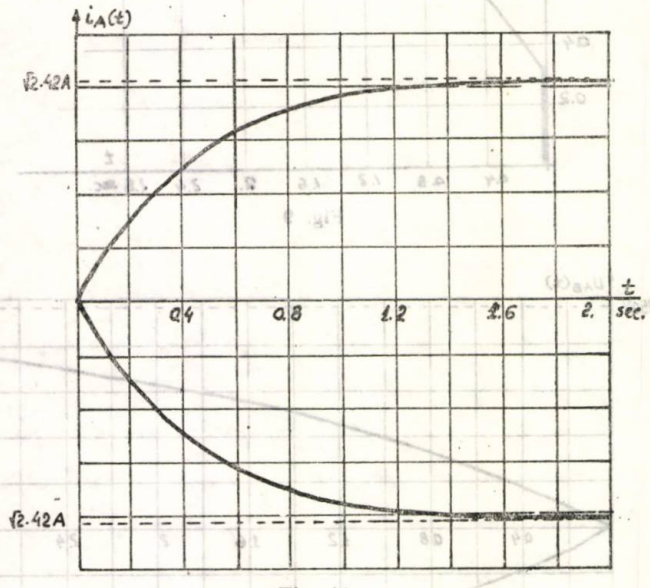


Fig. 12

Conform relației (24) componenta longitudinală a curentului $i_d(t)$ se obține astfel:

$$i_d(\text{u.r}) = k_i(\text{u.r./mm}) \cdot I_A(\text{mm}), \qquad (31)$$

unde I_A reprezintă valoarea, în mm, a înfășurătorii răspunsului de curent $I_A(t)$, la momentul t, iar k_i se calculează conform (32):

$$k_i = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{i_A^{\infty}(\text{u.r})}{I_A^{\infty}(\text{mm})} =$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{42\,\text{A}}{180\,\text{A}} \cdot \frac{1}{41\,\text{mm}} = 0{,}007\ \text{u.r./mm}. \qquad (32)$$

Se obține în acest fel, curba de variație a curentului longitudinal $i_d(t)$ reprezentată în figura 13.

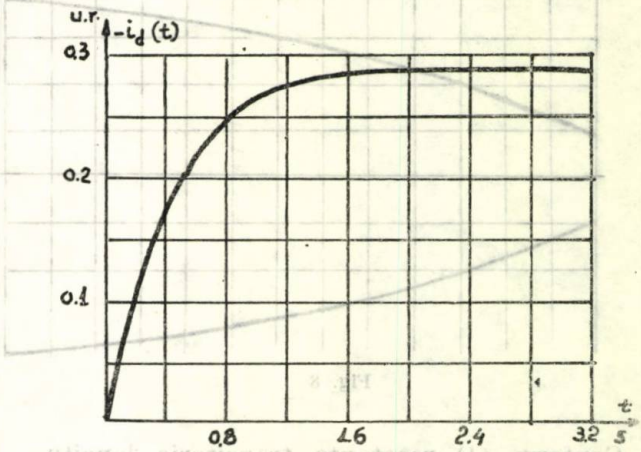


Fig. 13

Utilizînd valorile parametrilor $x_d(t)$ și $g(t)$ determinați la subcapitolele 5.1 și 5.2, respectiv valorile curentului longitudinal $i_d(t)$ obținute mai sus, se pot calcula mărimile:

$$F_x(t) = \int_0^t x_d(t-\tau)\, i_d(\tau)\, d\tau, \qquad (33)$$

și:

$$F_g(t) = u_e \cdot \int_0^t g(t)\, \mathrm{d}\tau, \qquad (34)$$

reprezentate în figura 14 unde, pentru integrările numerice, s-a folosit metoda trapezelor.

Conform relației (26) trebuie satisfăcută relația:

$$F_x(t) + F_g(t) = 0. \qquad (35)$$

Eroarea cu care este verificată relația (35) se definește ca mai jos:

$$\varepsilon(t) = \left| \frac{|F_x(t)| - |F_g(t)|}{|F_x(t)| + |F_g(t)|} \right| \qquad (36)$$

și este reprezentată grafic, pe intervalul 0—2,8 s, ca în figura 14. Erorile de ansamblu obținute

(maximum 17% și minimum 4%) în condiții de experimentare uzuală, fără precauțiuni deosebite, sînt acceptabile și confirmă valabilitatea metodelor de identificare propuse.

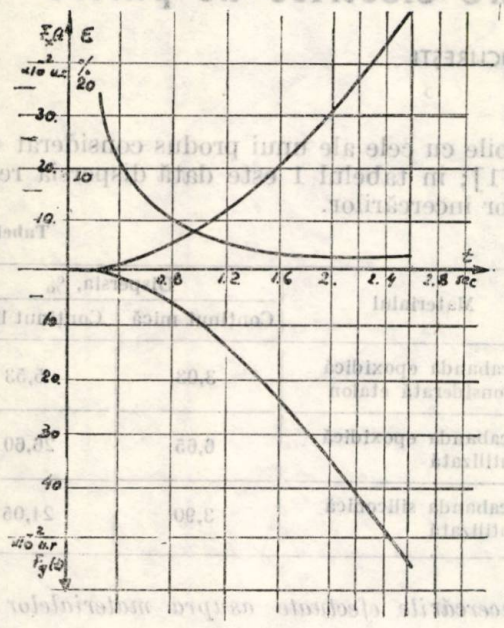


Fig. 14

6. Concluzii

Conform rezultatelor din această lucrare, obținute pe baza modelului matematic [8] și verificate experimental pe un generator sincron de 125 kVA, este posibilă identificarea simplă și directă a parametrilor tranzitorii $x_d(t)$, $g(t)$ introduși în [8], în urma analizei unor regimuri tranzitorii curente ale mașinilor sincrone în rotație. Astfel, se permite „vizualizarea" acestor parametri (ca funcțiuni de timp) reprezentați de *înfășurătorile* răspunsurilor de tensiune, sau de curent, din regimurile tranzitorii mai sus amintite. Astfel, reactanța tranzitorie longitudinală $x_d(t)$ este reprezentată la scară k_{xd} (28) de *înfășurătoarea tensiunii de restabilire după întreruperea scurtcircuitului permanent*, iar $g(t)$, la scara k_g (29) de *înfășurătoarea curbei de stabilire a tensiunii la borne*, în gol.

O a treia încercare, de *stabilire a curentului de scurtcircuit permanent*, permite determinarea indirectă (sau verificarea) a parametrilor $x_d(t)$ și $g(t)$, obținuți în condițiile circuitului magnetic nesaturat (ca în cazul de față).

În comparație cu metodele de identificare statice [9], a acestor parametri, prin prelucrarea numerică a răspunsului de curent și de tensiune al mașinii sincrone în repaus, *identificarea dinamică*, directă este mai aproape de condițiile reale de funcționare ale mașinii (în rotație) dar poate introduce erori mai importante la timpi mici, sub 5—10 ms, (datorate, în special întreruperii neideale, însoțită de arcul electric, influența termenului $\frac{d\Phi}{dt}$ etc.) în timp ce prelucrările numerice din *metodele statice* pot constitui surse de erori mai importante către timpi mari.

Bibliografie

[1] *Wright, S.H.* Determination of synchronous machine constants by test. Reactances, resistances and time constants. In: Trans. A.I.E.E., **50**, 7, 1931, p. 1331.

[2] *Jerve, G.K.* Încercările mașinilor electrice rotative. București, Ed. tehnică, 1972.

[3] *Danilevici, I.B., Dombrovschi, V.V., Kazovschi E.I.* Parametrii mașinilor de curent alternativ. București, Ed. tennică, 1968.

[4] *Gheorghiu, I. S., Fransua, AL.* Tratat de mașini electrice, **vol. 4**, Ed. Academiei, București, 1968.

[5] *Sen, S.K., Adkins, B.* The application of the frequency response methode to electrical machines. În: Proc. I.E.E., **C. 103**, 2, 1956, p. 378.

[6] *Bharali, B., Adkins, B.* Operational impedance of turbogenerators with solid rotors. In: Proc. I.E.E. 12, 1963, p. 2185.

[7] *Kostenko, M.P., Kazovschi, E.I., Danilevici, I.B.* Experimentalinoe isledovanie novih metodov opredelenia parametrov mașin peremenovo toka. In: Electricestvo, 6, 1960, p. 14.

[8] *Mihalache, M.* Paramètres de régime transitoire de la machine synchrone. Définitions et méthodes de détérmination. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn et Energ., **23**, 3, Bucarest, 1978, p. 381.

[9] *Mihalache, M.* Identification experimentale, par methodes statiques des parametres de regime transitoire de la machine synchronne. In: Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., Bucarest 1979.

[10] *Mihalache, M.* Cu privire la rezolvarea numerică a ecuațiilor Park cu parametrii tranzitorii. In: Electrotehnica — Electronica și Automatica, **26**, 7, 1978, p. 265.

[11] *Ulianov, S.A.* Regimuri tranzitorii ale sistemelor electrice. București, Ed. tehnică, 1967.

CZ 621.313.04

MAŞINI ELECTRICE
PĂRŢI COMPONENTE
IZOLAŢIE

Izolaţie statorică pentru motoare electrice de putere

GRIGORE CURIAC* — BUCUREŞTI

Introducere

Creşterea puterii şi a solicitărilor specifice la motoarele electrice de putere, diversificarea utilizării lor la echipamente energetice (acţionarea auxiliarelor din centralele termice clasice şi nucleare) şi utilaje tennologice (laminoare, linii de ciment ş.a.) impun cerinţe mereu mai severe sistemelor de izolaţie ale acestora.

Odată cu diversificarea producţiei de maşini electrice mari, cu asimilarea unor noi tipuri de motoare pentru pompe, linii de ciment ş.a., a fost necesară utilizarea unor sisteme de izolaţie moderne, cu caracteristici adecvate.

În cuprinsul articolului se expun o parte din rezultatele cercetărilor efectuate în vederea realizării unei astfel de izolaţii statorice: barele înfăşurării prezintă o parte frontală elastică şi o parte de crestătură termorigidă.

1. Materiale utilizate pentru izolaţia principală

Pentru partea rigidă din crestătură a noului sistem de izolaţie a fost utilizată o micabandă preimpregnată, umedă compusă din ţesătură de sticlă, hîrtie de mică şi un lac epoxidic, iar pentru partea elastică frontală o micabandă preimpregnată semiumedă constituită din ţesătură de sticlă şi hîrtie de mică, dar avînd în liant un elastomer siliconic.

2. Incercările efectuate

Încercările efectuate asupra materialelor

Cele mai importante încercări efectuate au fost:

— determinarea compoziţiei;
— determinarea gradului de polimerizare;
— determinarea caracteristicilor electrice;
— determinarea caracteristicilor mecanice.

Scopul acestor încercări a fost obţinerea unor informaţii atît asupra valorilor absolute, cît şi asupra constantei caracteristicilor, respectiv asupra uniformităţii materialelor, aceasta din urmă constituind o necesitate esenţială pentru realizarea unui sistem de izolaţie cu caracteristici superioare.

Rezultatele încercărilor arată că valorile medii ale caracteristicilor determinate sînt comparabile cu cele ale unui produs considerat etalon [1]; în tabelul 1 este dată dispersia rezultatelor încercărilor.

Tabelul 1

Materialul	Dispersia, %	
	Conţinut mică	Conţinut liant
Micabanda epoxidică considerată etalon	3,03	5,53
Micabanda epoxidică utilizată	6,65	26,60
Micabanda siliconică utilizată	3,90	24,05

Încercările efectuate asupra materialelor tratate

Pentru a culege primele informaţii asupra caracteristicilor noului sistem de izolaţie, asupra compatibilităţii materialelor şi asupra valorilor parametrilor tennologici, s-au executat o serie de încercări asupra materialelor supuse acţiunii unor factori tehnologici.

De exemplu, caracteristicile de polimerizare ale epruvetelor plane realizate din micabenzile încercate sînt prezentate în figura 1. Forma epruvetelor şi metoda de experimentare au fost condiţionate de instalaţia de măsură [2].

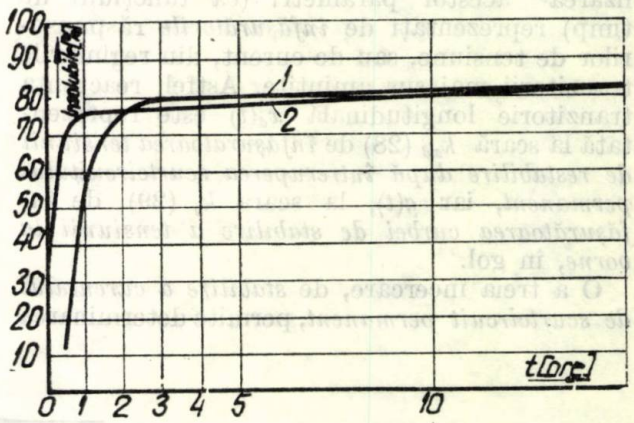


Fig. 1. Caracteristicile de polimerizare:
1 — micabanda epoxidică termorigidă; 2 — micabanda siliconică elastică.

În tabelul 2 sînt redate comparativ rezultatele principalelor încercări efectuate asupra cîtorva din micabenzile selectate faţă de cazul unei micabenzi alese drept etalon [1].

* Ing. *Curiac, G.* este cercetător la ICSITEEMR—Bucureşti

Tabelul 2

Materialul	Regimul de polimerizare			Gros.	tgδ *	E_{str}^{**}	ε_r
	temp.	pres.	timp				
	°C	kgf/cm²	ore	mm	%	kV/mm	
Micabanda epoxidică considerată etalon	190	7	8	0,47	3,1	24,7	6
Micabanda epoxidică utilizată	155	7	8	0,8	2,0	24,7	—
Micabanda epoxidică utilizată	155	7	8	0,45	1,6	55,0	—

* Determinată la 2 kV/mm, la 20°C;
** Determinată la 20°C.

Aceste încercări au permis stabilirea, în primă aproximație, a regimului tehnologic care a fost aplicat ulterior la execuția barelor-machetă.

Încercările efectuate asupra barelor-machetă

Pentru definitivarea tehnologiei de realizare a barelor statorice s-au executat loturi experimentale de bare-machetă.

Urmărindu-se periodic, chiar în timpul executării fazelor procesului tehnologic, variația unor criterii de natură diferită, s-au putut obține confirmări asupra stadiului procesului de polimerizare a izolației.

În continuare sînt trecute în revistă cîteva caracteristici ale izolației realizate.

Astfel, în figura 2, este prezentată variația tangentei unghiului de pierderi dielectrice în funcție de cîmpul electric pentru ambele zone ale izolației barei statorice, în comparație cu izolația etalon considerată.

Tensiunea de încercare de frecvență industrială s-a aplicat ambelor tipuri de izolație, precum și zonelor de îmbinare a acestora. Rezultatele obținute sînt date în tabelul 3.

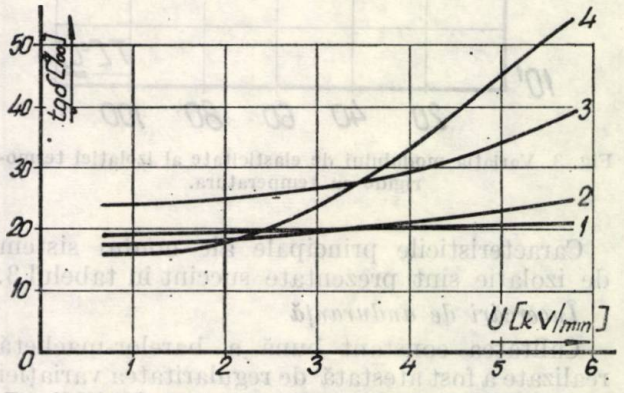


Fig. 2. Variația tangentei unghiului de pierderi dielectrice cu tensiunea:
1 — izolația etalon (termorigidă);
2 — izolația frontală (elastică);
3 — izolația de crestătură (termorigidă);
4 — izolația în zona de îmbinare.

Tabelul 3

Caracteristica		Temp. °C	U.M	Tipul benzii		
				epoxidică	siliconică	îmbinare
Rigiditatea 1 min. 50 Hz.		25	kV_{ef}/mm	20,7	16,9	18,5
Pierderi dielectrice	$tg\delta_0$	25	‰	27,0	19,0	—
	$\Delta tg\delta_0$ $(0,2-0,8)U_N$	25	‰	3,5	5,1	—
	$tg\delta_0$	110	‰	107,0	140,0	—
	$\Delta tg\delta_0$ $(0,2-0,8)\ U_N$	110	‰	9,0	41,0	—
Permitivitatea relativă		25	—	3,85	3,96	—
		110	—	4,30	5,10	—
Rezistența la rupere		25	N/m^2	$6610 \cdot 10^4$	—	—
Modul de elasticitate		25	N/m^2	$4,12 \cdot 10^4$	—	—

În ce privește proprietățile mecanice pentru determinarea acestora s-au realizat încercări la tracțiune pe epruvete prelevate din izolația barelor-machetă.

Astfel, s-au executat încercări la încovoiere pentru diferite temperaturi putîndu-se determina [3] variația modulului de elasticitate cu temperatura (fig. 3).

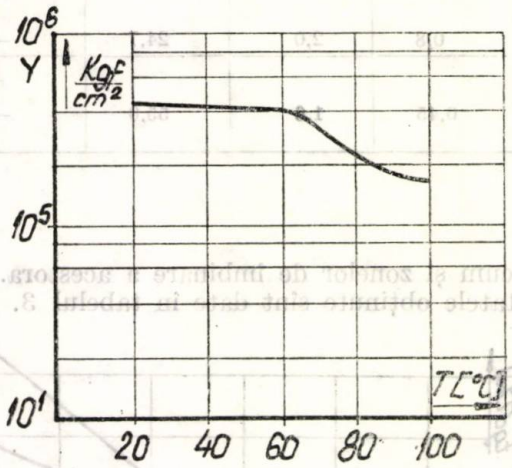


Fig. 3. Variația modulului de elasticitate al izolației termorigide cu temperatura.

Caracteristicile principale ale noului sistem de izolație sînt prezentate succint în tabelul 3.

Încercări de anduranță

Calitatea constant bună a barelor-machetă realizate a fost atestată de regularitatea variației factorului de pierderi dielectrice ale izolației, raportat la variația de tensiune (fig. 4) [4].

Influența tensiunii

Conform practicilor actuale [4] s-a obținut pentru fiecare tip de izolație, curba duratei de viață sub influența cîmpului electric de frecvență industrială, la temperatura ambiantă (fig. 5).

Influența temperaturii

Seturile de bare-machetă realizate au fost supuse la diferite temperaturi menținute constante pînă la degradarea lor. Valoarea temperaturilor, duratele ciclurilor, precum și structura acestora corespund recomandărilor CEI [4]. Structura ciclurilor de îmbătrînire termică accelerată este redată în figura 6.

Curba duratei de viață a izolației s-a reprezentat în figura 7

Îmbătrînirea accelerată sub influența simultană a solicitărilor mecanice, termice și electrice.

Utilizînd o metodologie de încercare verificată [5] s-au efectuat încercări complexe la oboseală ale izolației barelor-machetă modelîndu-se fizic zona ieșirii din fier a barelor statorice în partea frontală a mașinii, zonă în care acestea sînt supuse celor mai severe solicitări în exploatare.

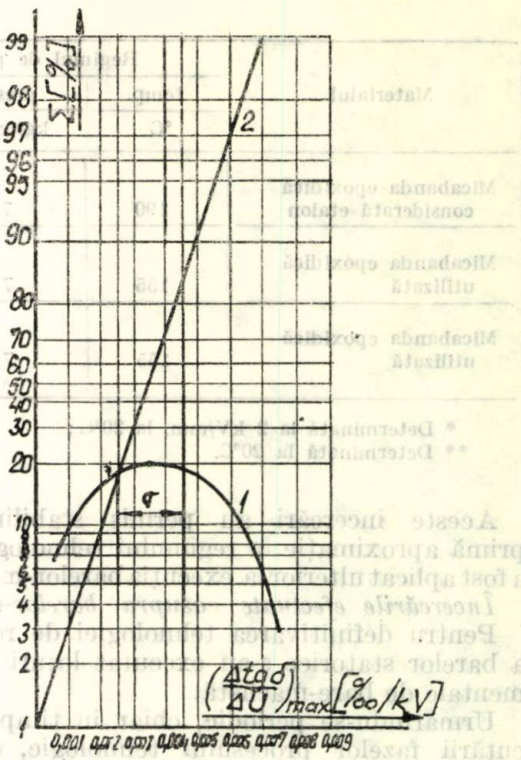


Fig. 4. Frecvența (1) și distribuția (2) statistică a variației tgδ pe kV de creștere a tensiunii pentru izolația barelor machetă.

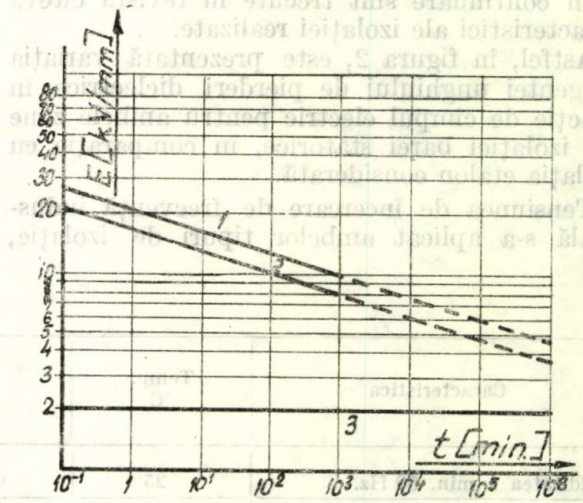


Fig. 5. Anduranța electrică pentru izolația termorigidă (1) și pentru cea elastică (2) față de valoarea de serviciu a cîmpului electric (3).

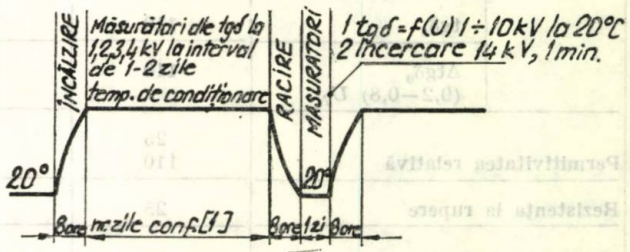


Fig. 6. Structura ciclurilor termice de îmbătrînire accelerată.

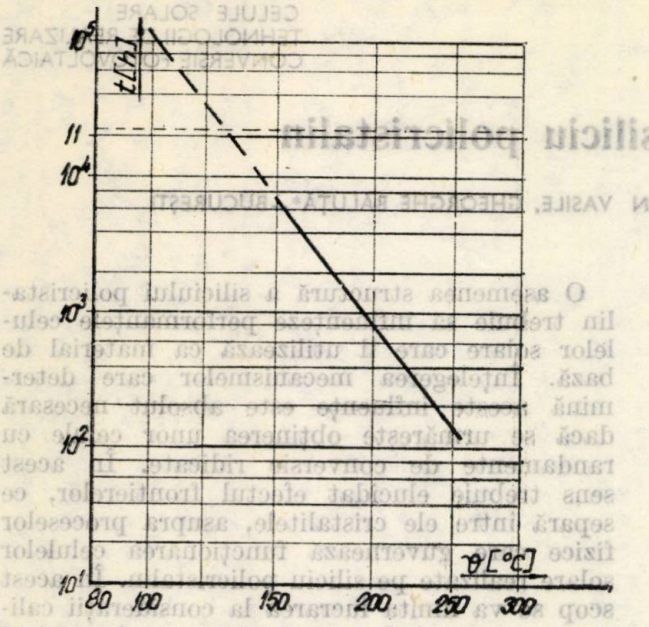


Fig. 7. Curba anduranței termice a izolației.

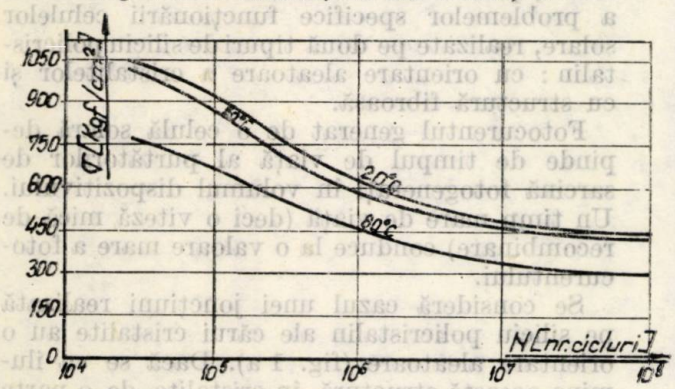


Fig. 8. Curbele de oboseală la încovoieri alternative pentru diferite temperaturi.

Astfel, s-a stabilit capacitatea izolației de a rezista la oboseala produsă în urma solicitărilor mecanice la încovoieri alternative ale capetelor barelor statorice în zona ieșirii acestora din crestături. Cu ajutorul caracteristicilor obținute (fig. 8) s-a stabilit că pentru un efort unitar maxim de circa 300 kgf/cm², chiar pentru solicitări termice și electrice remarcabile izolația prezentată nu cedează timp îndelungat.

3. Concluzii

Proprietățile rezultate au permis aplicarea imediată a noului sistem de izolație prezentat la mașini sincrone de putere.

Încercările multiple efectuate — asupra materialelor tehnologice și asupra barelor-machetă — confirmă posibilitatea realizării unor sisteme de izolație moderne pentru mașini electrice de putere utilizînd materialele din producția internă.

Caracteristicile noului sistem de izolație și implicit nivelul de tensiune la care acesta este aplicabil depind în mare măsură de caracteristicile inițiale ale micabenzilor, precum și de procedeul tehnologic adoptat.

Bibliografie

[1] *Meyer, H.* Die Isolierungen grosser elektrischer Maschinen, Springer Verlag, 1962.

[2] *Hay, P., Curiac, G.* ș.a. Utilizarea benzilor electroizolante din producția indigenă la sistemele de izolație pentru mașinile de mare putere proiectate de ICPET București. In: Construcția de mașini, 27, nr. 10, oct 1975, p. 495—500.

[3] *Maugham, C., Gibbs, E., Giaquinto, E.* Mechanical testing of high voltage stator insulation systems. In: PAS, No. 8, Nov/Dec 1970.

[4] *Schuler, R.* Systemes d'isolation pour machines électriques à haute tension. In: Revue Brown Boveri, No. 1 1970.

[5] *Curiac, G., Ștefănescu, M.* Asupra încercărilor mecanice ale izolațiilor statorice de înaltă tensiune. Ref. nr. 1.1.9. la „A III-a sesiune de comunicării tehnico-științifice ICPET", București, 1973.

CZ 621.383:621.314.5

CELULE SOLARE
TEHNOLOGII DE REALIZARE
CONVERSIE FOTOVOLTAICĂ

Celule solare cu siliciu policristalin

MIRCEA NEGREANU, STELIAN NAN, ŞTEFAN VASILE, GHEORGHE BĂLUŢĂ*—BUCUREŞTI

Introducere

Confruntarea dintre nevoile din ce în ce mai mari de energie ale civilizaţiei umane şi resursele limitate de combustibil convenţional ale planetei noastre au declanşat criza energetică din ultimii ani. Deoarece minimizarea consumului de energie nu reprezintă o soluţie reală a acestei probleme, în prezent, se efectuează cercetări intensive pentru găsirea de noi surse de energie. Aceste surse trebuie să satisfacă două mari deziderate : să fie ieftine şi nepoluante.

Un loc important pe lista noilor surse energetice, avute în vedere la ora actuală, îl ocupă energia solară, unul din modurile de utilizare a acestei energii reprezentîndu-l conversia directă, prin efect fotovoltaic, a energiei luminii solare în energie electrică. Dintre materialele semiconductoare susceptibile de a prezenta randamente de conversie ridicate siliciul apare în prezent ca alegerea cea mai bună datorită atît simplităţii relative a tehnologiilor de obţinere, cît şi experienţei acumulate în ultimii 15 ani în realizarea celulelor solare cu siliciu monocristalin, destinate, în special, utilizării spaţiale.

Performanţele celulelor solare realizate pe siliciu monocristalin s-au îmbunătăţit permanent, ajungîndu-se astăzi la randamente de conversie de 18%. Creşterea eficienţei de conversie a acestora s-a făcut însă în detrimentul preţului de cost, criteriu care limitează în momentul de faţă utilizarea lor pe scară largă.

Problema ce se pune la ora actuală este de a găsi o tehnologie de fabricaţie a celulelor solare cu siliciu mai puţin costisitoare, în condiţiile obţinerii unui randament de conversie acceptabil. Un pas important în acest sens se poate realiza utilizînd ca material de bază siliciul policristalin.

1. Consideraţii teoretice

Siliciul policristalin este alcătuit din domenii monocristaline cu orientări cristalografice diferite şi extinderi spaţiale variabile. În cele ce urmează aceste domenii vor fi denumite cristalite.

O asemenea structură a siliciului policristalin trebuie să influenţeze performanţele celulelor solare care îl utilizează ca material de bază. Înţelegerea mecanismelor care determină aceste influenţe este absolut necesară dacă se urmăreşte obţinerea unor celule cu randamente de conversie ridicate. În acest sens trebuie elucidat efectul frontierelor, ce separă între ele cristalitele, asupra proceselor fizice care guvernează funcţionarea celulelor solare realizate pe siliciu policristalin. În acest scop se va limita lucrarea la consideraţii calitative, prezentînd o succintă trecere în revistă a problemelor specifice funcţionării celulelor solare, realizate pe două tipuri de siliciu policristalin : cu orientare aleatoare a cristalitelor şi cu structură fibroasă.

Fotocurentul generat de o celulă solară depinde de timpul de viaţă al purtătorilor de sarcină fotogeneraţi în volumul dispozitivului. Un timp mare de viaţă (deci o viteză mică de recombinare) conduce la o valoare mare a fotocurentului.

Se consideră cazul unei joncţiuni realizată pe siliciu policristalin ale cărui cristalite au o orientare aleatoare (fig. 1 a). Dacă se va ilumina această structură, în cristalite, de o parte

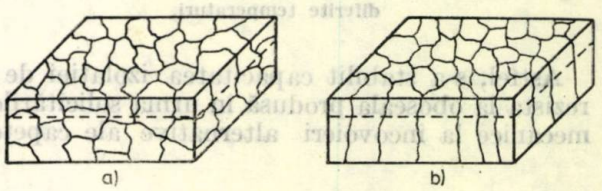


Fig. 1. *a* — Siliciu policristalin cu orientarea aleatoare a cristalitelor; *b* — siliciu policristalin cu structură fibroasă.

şi de alta a joncţiunii, are loc fotogenerarea electronilor şi golurilor. Pînă la (şi de la) limitele regiunii de sarcină spaţială mişcarea purtătorilor este determinată de gradientul lor de concentraţie, iar în interiorul acestei regiuni — de cîmpul electric intern al joncţiunii. În mişcarea lor purtătorii trebuie să treacă dintr-o cristalită în alta, traversînd frontierele dintre cristalite. Deoarece în zona frontierelor viteza de recombinare este mare [1], numărul purtătorilor ce reuşesc să le traverseze este mult mai mic decît numărul purtătorilor ce ajung la ele. Prin urmare, în cazul unui asemenea dispozitiv, doar cristalitele cele mai de sus vor putea să-şi aducă contribuţia la curentul gene-

* Autorii sînt cercetători la I.C.C.E. — Bucureşti.

rat, celelalte cristalite fiind efectiv izolate de joncțiune datorită frontierelor dintre ele. Se observă că această combinație „serie" a frontierelor cristalitelor face ca timpul de viață al purtătorilor fotogenerați să aibă valori foarte mici într-o asemenea regiune policristalină, chiar dacă timpul de viață în volumul fiecărei cristalite este mare. O celulă solară realizată pe un astfel de siliciu policristalin va avea, deci, performanțe reduse. Obținerea unor valori mai ridicate ale fotocurentului este legată de reducerea numărului de frontiere ce trebuie traversate, ceea ce implică cristalite cu dimensiuni relativ mari. În figura 2 [2] este reprezentată dependența teoretică a randamentului de conversie al celulelor solare realizate pe siliciu policristalin cu orientare aleatoare a

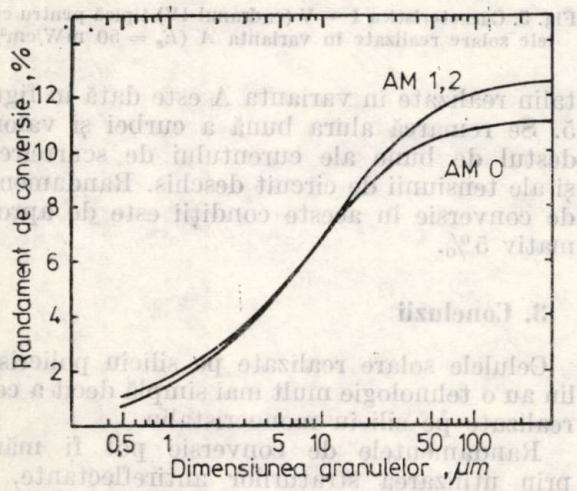


Fig. 2. Randamentul teoretic de conversie al celulelor solare realizate pe siliciu policristalin cu orientare aleatoare a cristalitelor, în funcție de dimensiunea cristalitelor.

cristalitelor, în funcție de dimensiunea cristalitelor. Alura acestei curbe atestă validitatea aprecierilor calitative făcute. În plus, se mai observă, că randamentul de conversie atinge valori mari, atunci cînd dimensiunile cristalitelor depășesc 100 μm.

În cazul în care se realizează prin difuzie o joncțiune pe siliciu policristalin cu structură fibroasă, cu fibra perpendiculară pe suprafața activă (fig. 1 b), purtătorii fotogenerați în filamente nu întîlnesc „frontiere" în mișcarea spre joncțiune. Timpul lor de viață este diferit de la o fibră la alta, fiind determinat de vitezele de recombinare din volumul acestora. O astfel de celulă solară poate fi considerată ca o combinație de „celule solare filamentare", montate în paralel. Fenomenele fizice dintr-o „celulă filamentară" sînt aceleași cu cele din celulele solare realizate pe siliciu monocristalin, ansamblul „celulelor filamentare" prezentînd un timp de viață efectiv mai mic decît cel din volumul filamentelor, datorită recombinării din vecinătatea frontierelor acestor filamente. Randamentul de conversie al unor asemenea celule poate fi relativ mare, valoarea sa depinzînd de calitatea siliciului policristalin fibros folosit, precum și de tehnologia adoptată.

2. Rezultate experimentale

Pentru realizarea celulelor solare s-a folosit siliciu policristalin de tip *p* cu structura fibroasă, avînd grosimea de 400 μm. Fibrele au orientarea aproximativ perpendiculară pe suprafața activă a celulelor, secțiunile prin fibre avînd forme neregulate. Ariile acestor secțiuni variază între fracțiuni de milimetru pătrat și cîțiva milimetri pătrați.

Aspectul suprafeței siliciului policristalin utilizat, după o corodare chimică, este prezentat în figura 3.

Celulele solare realizate au dimensiunile de 2,5 cm × 2,5 cm.

Tehnologia de realizare a fost următoarea:

a — difuzia cu fosfor a ambelor fețe;

b — îndepărtarea prin lepuire a stratului difuzat de pe una din fețe;

c — metalizare față-spate;

d — fotogravură pentru delimitarea grilelor colectoare pe fața difuzată.

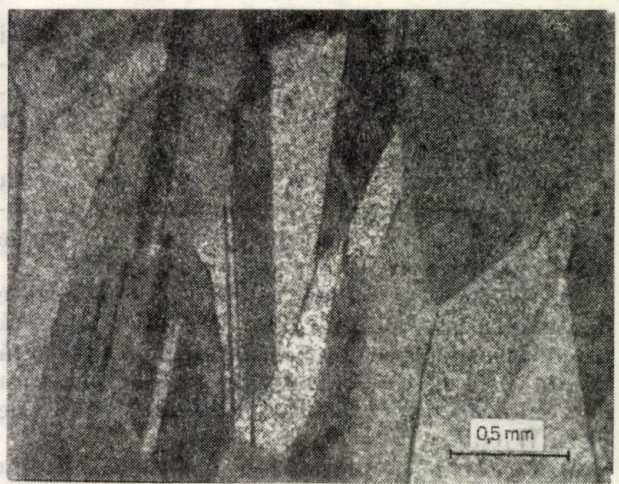


Fig. 3. Aspectul suprafeței siliciului policristalin fibros utilizat, după corodare chimică.

Difuzia fosforului a fost făcută la concentrație maximă la 1 000°C, sursa de impurități fiind $POCl_3$. Orientarea cristalină diferită a fibrelor conduce la un front de difuzie neuniform, adîncimea joncțiunii variind între 0,8 μm și 1,6 μm.

S-au experimentat două tipuri de metalizări: Al-Cu și Ti-Cu.

Metalizarea Al-Cu a condus la șuntarea joncțiunilor tuturor dispozitivelor la care a fost aplicată, șuntarea datorîndu-se solubilizării aluminiului de-a lungul interfețelor fibrelor cristaline.

Metalizarea Ti-Cu a fost realizată prin pulverizare catodică pe ambele feţe, obţinîndu-se contacte ohmice bune. Rezistenţa şunt a celulelor solare, la care a fost aplicată această metalizare, este mare, acest fapt fiind pus în evidenţă de alura curbei semilogaritmice $I_F = f(V_F)$ prezentată în figura 4. Celulele solare realizate nu au strat antireflectant.

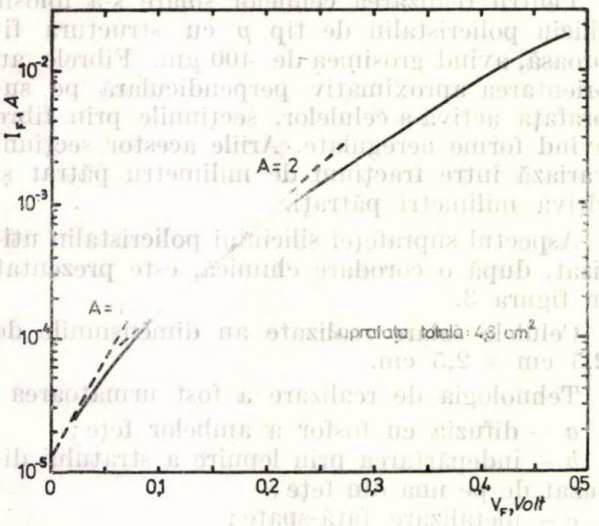


Fig. 4. Caracteristica directă tipică a structurilor de celule solare realizate în varianta A.

Pentru a pune în evidenţă influenţa stării iniţiale a suprafeţei active a siliciului policristalin utilizat asupra parametrilor optoelectrici ai celulelor solare, dispozitivele au fost realizate în două variante (A şi B).

În cazul variantei A difuzia zonei active s-a făcut prin suprafaţa originală a siliciului policristalin în timp ce, în cazul variantei B înainte de difuzie suprafaţa activă a fost lepuită.

Testarea celor 50 de celule solare realizate la dimensiunile 2,5 cm × 2,5 cm a fost făcută în condiţii de laborator, lumina fiind furnizată de un bec cu incandescenţă cu temperatura de culoare de 3 400°K, iradianţa fiind de 50 mW/cm².

Măsurătorile comparative efectuate asupra parametrilor optoelectrici ai celor două variante au pus în evidenţă curenţi de scurtcircuit mai mari în medie cu 20% în cazul variantei A, valorile medii ale tensiunilor de circuit deschis fiind practic aceleaşi. O caracteristică I — V tipică pentru celulele solare cu siliciu policristalin realizate în varianta A este dată în figura 5. Se remarcă alura bună a curbei şi valorile destul de bune ale curentului de scurtcircuit şi ale tensiunii de circuit deschis. Randamentul de conversie în aceste condiţii este de aproximativ 5%.

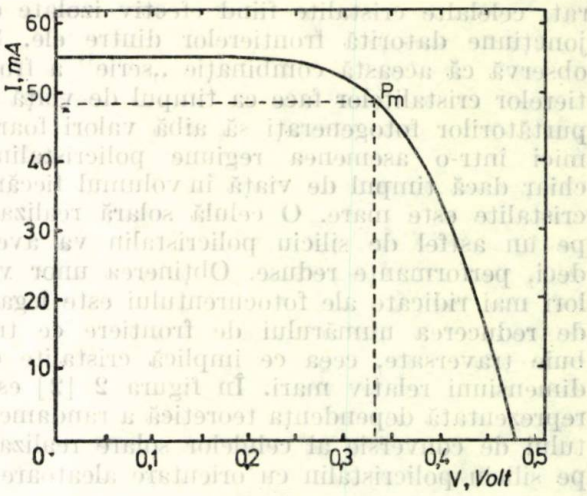


Fig. 5. Caracteristica I — V (cadranul IV) tipică pentru celulele solare realizate în varianta A (E_e = 50 mW/cm²).

3. Concluzii

Celulele solare realizate pe siliciu policristalin au o tehnologie mult mai simplă decît a celor realizate pe siliciu monocristalin.

Randamentele de conversie pot fi mărite prin utilizarea straturilor antireflectante, cît şi prin elaborarea unor metode adecvate de prelucrare a suprafeţei iniţiale a siliciului policristalin înaintea începerii procesării.

În aceste condiţii celulele solare cu siliciu policristalin cu structură fibroasă pot furniza energie electrică la un preţ de cost redus, preţ ce se mai poate micşora o dată cu creşterea suprafeţei active a dispozitivelor realizate.

Bibliografie

[1] *Rai-Choudhury, P., Hower, P.L.*, J. Electrochem. Soc., 120, 1761, 1973.
[2] *Hovel, J.H.* Solar Cells. In: Semiconductors and Semimetals, **vol. 11**, Academic Press, New York, 1975.
[3] *Fischer, H., Pschunder, W.* IEEE Trans. on Electron Devices, **ED — 24**, 438 (1977).
[4] *Brissot, J.J.* Acta electronica, **20**, 101, 1977.

CZ 621.3.025 : 621.316.923

CURENT ALTERNATIV
SIGURANȚE FUZIBILE
INTEGRALA JOULE

Dispozitiv analogic pentru înregistrarea integralei Joule la siguranțe fuzibile

VASILE TRUȘCĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Siguranțele fuzibile sînt aparate de comutație al căror rol este acela de a întrerupe circuitul, în care sînt instalate, prin fuziunea unuia, sau mai multor elemente (fire, sau benzi), concepute și calibrate special în acest scop, cînd curentul care parcurge siguranța depășește o anumită valoare pe o anumită durată.

Dacă valorile curenților sînt foarte mari, așa cum este cazul curenților de scurtcircuit, întreruperea se face cu limitarea curentului de scurtcircuit [1].

În funcționarea siguranțelor fuzibile o mare importanță o are cunoașterea cît mai exactă a integralei termice, Joule [4]. Aceasta a devenit tot mai important odată cu dezvoltarea dispozitivelor semiconductoare de tipul diodă, tiristor, diac, triac ș.a., a căror protecție la scurtcircuit se asigură cu ajutorul siguranțelor ultrarapide. Pentru a se asigura o protecție eficientă, trebuie ca întotdeauna integrala termică, Joule, a elementului care asigură protecția (siguranța fuzibilă) să fie mai mică decît integrala termică Joule a elementului de protejat (dispozitiv semiconductor).

Dispozitivul realizat permite înregistrarea cu precizie a integralei Joule, ceea ce este de o deosebită importanță, mai ales în cadrul cercetărilor privind dezvoltarea de noi tipuri de siguranțe fuzibile.

Trebuie menționat că dispozitivul poate servi de asemenea, și pentru cercetări privind îmbunătățirea performanțelor unor întrerupătoare limitatoare, sau pentru dezvoltarea de astfel de noi tipuri, la care cunoașterea integralei Joule este de asemenea, esențială.

1. Considerații fizico-teoretice

În cazul funcționării la scurtcircuit elementul fuzibil al siguranței se topește în zona de secțiune, minimă, iar arcul electric care apare, topește banda sau firul în mod progresiv, pînă cînd nisipul de cuarț îl răcește suficient, pentru a-l stinge.

Expresia curentului de scurtcircuit depărtat de generator este următoarea :

$$i = \hat{I}\,[\sin\alpha\, e^{-\frac{t}{T}} + \sin(\omega t - \alpha)]. \qquad (1)$$

Dacă $\alpha = 0$; $\quad i = \hat{I}\sin\omega t,$ (2)

adică, curentul de scurtcircuit este simetric, iar dacă :

$$\alpha = \frac{\pi}{2}; \quad i = \hat{I}\,[e^{-\frac{t}{T}} - \cos\omega t)], \qquad (3)$$

curentul de scurtcircuit este asimetric.

Caracteristic pentru funcționarea la scurtcircuit este procesul de limitare a amplitudinii și duratei, așa cum rezultă din figura 1, unde s-a notat cu :

i_p — curentul prezumat, definit ca acel curent care ar trece prin circuit dacă siguranța fuzibilă ar fi înlocuită cu o conexiune de impedanță neglijabilă ;

i_{pt} — curentul prezumat tăiat, definit ca valoare instantanee a curentului prezumat în momentul apariției arcului electric ;

i_l — curentul limitat, care trece prin siguranța fuzibilă ;

i_{lt} — curentul limitat tăiat (curentul de trecere), valoare instantanee maximă a curentului limitat. În general, curentul limitat tăiat i_{lt} este mai mare decît curentul prezumat tăiat, deoarece curentul prezumat este în creștere, iar rezistența arcului electric este încă mică ;

t_{pa} — durata prearc (timpul de topire), adică timpul scurs între momentul inițierii curentului de scurtcircuit și momentul apariției arcului electric ;

t_a — durata arcului, adică timpul scurs din momentul inițierii arcului pînă în momentul stingerii totale a acestuia ;

$t_f = t_{pa} + t_a$ — durata de funcționare, adică durata prearc plus durata arcului.

Funcționarea la scurtcircuit se apreciază pe baza integralei Joule $\int_0^{t_f} i^2\,dt$, definită pe întreaga durată de funcționare t_f, precum și pe baza integralei Joule pe durata prearc $\int_0^{t_{pa}} i^2\,dt$

* Dr. ing. *Trușcă, V.* este șef de lucrări la Institutul politehnic-București, Facultatea electrotehnică.

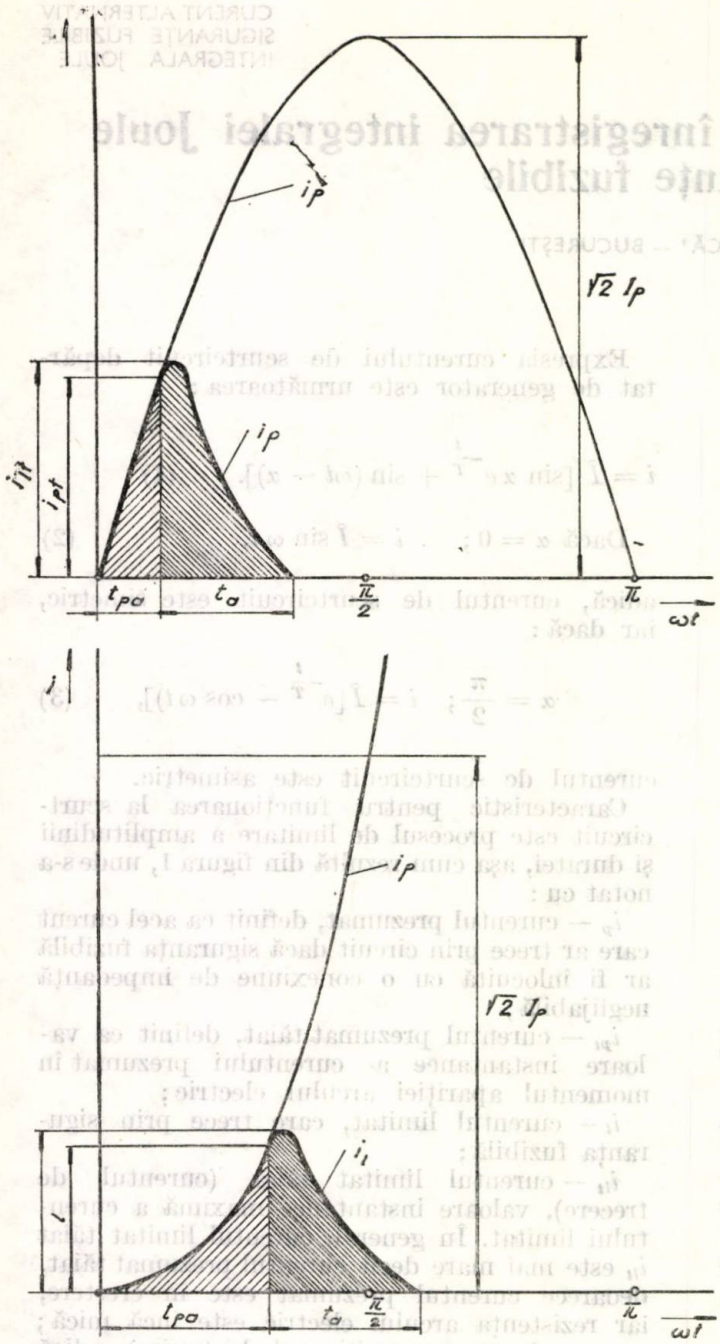


Fig. 1. Cu privire la efectul de limitare al curentului de scurt-circuit, simetric și asimetric.

și a integralei Joule pe durata arcului $\int_{t_{pa}}^{t_a} i^2\,dt$, așa cum rezultă din figura 1.

2. Descrierea dispozitivului

În figura 2 este prezentată schema-bloc, iar în figura 3 schema electrică detaliată a dispozitivului de măsură. Pe schema-bloc s-au făcut următoarele notații:

S — siguranța fuzibilă de încercat;
S_h — șunt de măsură, de preferință coaxial, în serie cu siguranța de încercat;
A — amplificator de intrare;
M — multiplicator hibrid;
I — amplificator inversor;
IC — integrator comandat;
EI — circuit de etalonare internă;
DF — detector fereastră;
CC — circuit de comandă;
BA — bloc de alimentare.

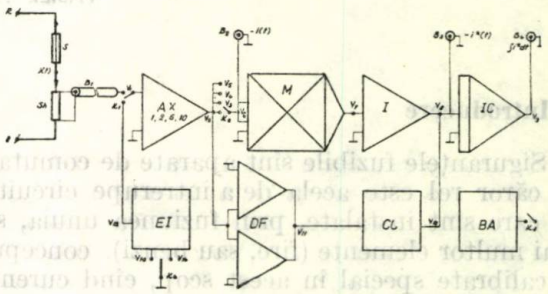


Fig. 2. Schema-bloc a dispozitivului.

În cele ce urmează se va face o descriere a fiecărui bloc în parte.

Amplificatorul de intrare

Amplificatorul de intrare s-a conceput cu semnal unificat, adică în funcție de semnalul cules de șunt s-au prevăzut patru trepte de amplificare ($x1$,; $x2$; $x5$; $x10$), astfel ca la ieșirea amplificatorului să se obțină totdeauna semnal maxim. Între ieșire și reacție s-a montat comutatorul de trepte K_2. Banda de frecvență pentru amplificarea maximă este de 1 MHz.

Multiplicatorul

S-a utilizat un multiplicator hibrid de tip ZELTEX 605, la care intrările X și Y s-au legat împreună pentru a se realiza funcția pătratică $i^2(t)$.

Pentru o mai bună stabilitate a schemei s-a renunțat la compensările exterioare. În acest caz eroarea nu depășește $\pm 2\%$, iar banda de frecvență este de 0,5 MHz cu o atenuare de 3 dB. Constanta multiplicatorului este $+\frac{XY}{10}$.

Amplificatorul inversor

Pentru ca un semnal introdus în integrator să fie întotdeauna negativ, respectiv semnalul integrat să fie totdeauna pozitiv, s-a introdus un amplificator inversor intermediar, cu amplificarea 1×1.

Integratorul comandat

Pentru a se realiza o funcționare sigură a integratorului (eliminarea integrării derivei) s-a utilizat un integrator comandat de un FET pe calea de reacție, care conduce la o schemă simplă și sigură în funcționare. Decalajul față de zero al tensiunii de ieșire la o tensiune de intrare în integrator de 10 V și cînd r_{ON} a

FET-ului ar putea ajunge 1 Ω este, în cazul cel mai dezavantajos:

$$\frac{r_{ON} \times U_i}{R_i} = \frac{1 \times 10}{10^4} = 1 \text{ mV}. \quad (4)$$

Valoarea de 1 mV este cu totul nesemnificativă și imposibil de măsurat cu metoda osciloscopului, care este metoda de afișare a aparatului. Pentru a se mări viteza de comandă pe poarta G, a FET-ului, semnalul V_{10}, primit de la circuitul de comandă este derivat prin grupul $R_{43}C_{10}$. Tranzistorul FET din reacția integratorului are rolul de întreruptor, adică, în cazul cînd semnalul de intrare este nul, sau aproape nul, acesta scurtcircuitează condensatorul C_5, la ieșirea V_9 a integratorului, neobținîndu-se nici un semnal.

Dacă semnalul de intrare depășește nivelul de zero, FETul funcționează ca un întreruptor ideal, deoarece în poziția deschis rezistența lui este foarte mare (zeci de MΩ), iar integratorul este lăsat liber să integreze.

Circuitul detector fereastră

S-a folosit un circuit dublu comparator, în schemă de detector fereastră, avînd rolul de a comanda pornirea integratorului, în momentul depășirii nivelului de zero, de către impulsul de intrare, indiferent de semnul lui.

Semnalul de intrare V_6 este luat de la ieșirea amplificatorului de intrare, iar semnalul de ieșire V_{11} este trimis la circuitul de comandă al FET-ului.

La depășirea unui anumit nivel peste zero (pozitiv sau negativ) se trimite un impuls la circuitul de comandă, care blochează FET-ul, iar interiorul este lăsat să integreze liber.

Circuitul de comandă

Acest circuit realizează comanda de ștergere a integratorului pe timpul cînd tensiunea de intrare nu depășește nivelul zero.

Dacă semnalul $V_{11} = 0$, semnalul $V_{10} \approx 0{,}7$ V, FET-ul se saturează, iar $r_{ON} \approx$ zeci MΩ.

Circuitul de etalonare internă

Rolul acestui circuit este de a furniza un impuls dreptunghiular de amplitudine 1 V și durata 10 ms. Acest impuls standard este necesar pentru etalonarea osciloscopului de măsură. Durata impulsului rezultă:

$$t = (R_{48} + R_{49})\, C_{11} \ln 2. \quad (5)$$

Blocul de alimentare

Blocul de alimentare cuprinde circuitele surselor așa cum se vede în figura 3 și anume:

sursa de ± 15 V, sursa de + 5 V și transformatorul de alimentare. Consumul pe +15 V

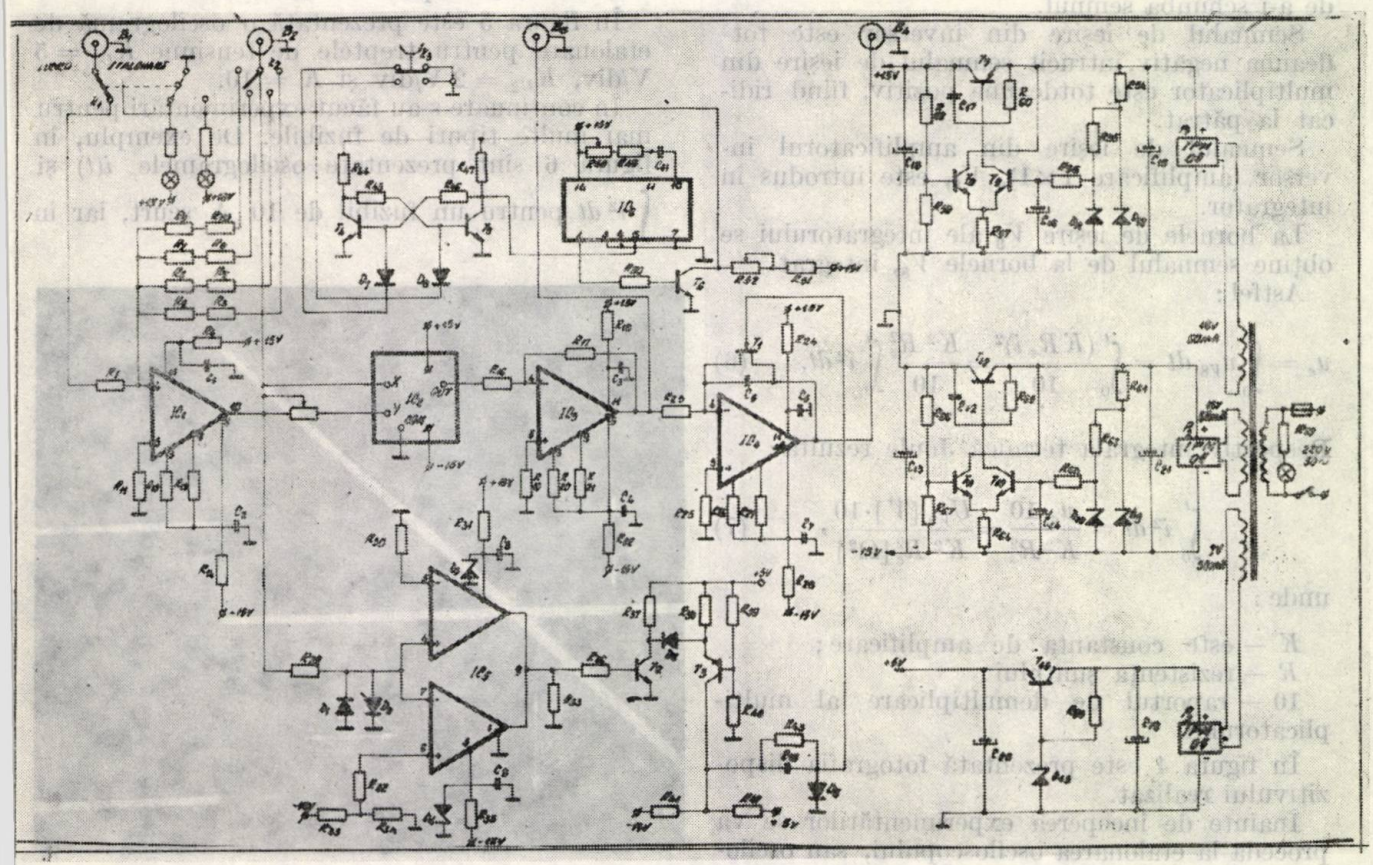


Fig. 3. Schema electrică detaliată a dispozitivului realizat.

pe —15 V şi este de 44 mA, iar pe + 5 V este de aproximativ 50 mA.

Puterea secundară a transformatorului este de ≈ 2,3 W, iar puterea primară ≈ 2,7 W.

3. *Modul de funcţionare*

Semnalul de măsură care este proporţional cu curentul i şi care trece prin fuzibilul siguranţei de încercat se culege de pe un şunt, de preferinţă coaxial. Acest semnal U_i reprezintă semnalul în tensiune la bornele V_1 ale amplificatorului de intrare; $U_i = R_s \cdot i$ unde R_s este rezistenţa şuntului.

Pentru a mări precizia înregistrării acest semnal se poate amplifica de K ori, după necesităţi (unde $K = 1, 2, 5$ sau 10), iar semnalul de ieşire de la amplificatorul de intrare (V_2, V_3, V_4, V_5) va fi trimis la amplificator sub forma semnalului V_6. În multiplicator semnalul este ridicat la pătrat şi divizat prin 10, deoarece intrările multiplicatorului sînt legate între ele, iar constanta multiplicatorului este 1/10.

Semnalul în tensiune la ieşirea multiplicatorului este:

$$+\frac{XY}{10}, \text{ respectiv } \frac{(K U_i)^2}{10}, \text{ sau } \frac{(K R_s i)^2}{10}.$$

Semnalul de ieşire V_7 este introdus într-un amplificator inversor, care are numai rolul de a-i schimba semnul.

Semnalul de ieşire din inversor este totdeauna negativ, întrucît semnalul de ieşire din multiplicator este totdeauna pozitiv, fiind ridicat la pătrat.

Semnalul de ieşire din amplificatorul inversor (amplificare 1×1), V_8, este introdus în integrator.

La bornele de ieşire V_9 ale integratorului se obţine semnalul de la bornele V_8, integrat.

Astfel:

$$u_e = \int_0^t u_{V8}\, dt = \int_0^t \frac{(K R_s i)^2}{10} = \frac{K^2 R_s^2}{10} \int_0^t i^2\, dt. \qquad (6)$$

Respectiv integrala termică Joule rezultă:

$$\int_0^t i^2\, dt = \frac{u_e \cdot 10}{K^2 R_s^2} = \frac{U_{V9}\,[V] \cdot 10}{K^2 R_s^2\,[\Omega^2]}, \qquad (7)$$

unde:

K — este constanta de amplificare;
R — rezistenţa şuntului;
10 — raportul de demultiplicare al multiplicatorului.

În figura 4 este prezentată fotografia dispozitivului realizat.

Înainte de începerea experimentărilor se va proceda la etalonarea osciloscopului, sau oscilografului folosit. Pentru aceasta comutatorul K_1 de pe bordul aparatului se va trece pe poziţia „ETALONARE". După aceea prin apăsarea pe butonul K_3 se va trimite în dispozitiv un impuls treaptă cu amplitudinea de 1 V şi durata de 10 ms cu ajutorul circuitului de etalonare internă. Înregistrîndu-se semnalul treaptă de intrare şi semnalul de ieşire integrat (care trebuie să fie diagonala semnalului de intrare) se determină constanta aparatului de afişare folosit.

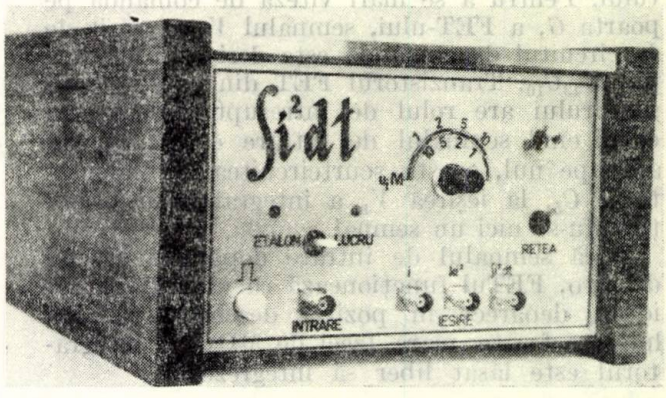


Fig. 4. Fotografia dispozitivului.

După etalonare comutatorul K_1 se trece pe poziţia „LUCRU", procedîndu-se în continuare la experimentările dorite.

4. *Rezultate experimentale*

În figura 5 este prezentată o oscilogramă de etalonare pentru treptele de tensiune $K_{U1} = 5$ V/div, $K_{U2} = 2$ V/div şi $K = 10$.

În continuare s-au făcut experimentări pentru mai multe tipuri de fuzibile. De exemplu, în figura 6 sînt prezentate oscilogramele $i(t)$ şi $\int i^2\, dt$ pentru un fuzibil de 10 A scurt, iar în

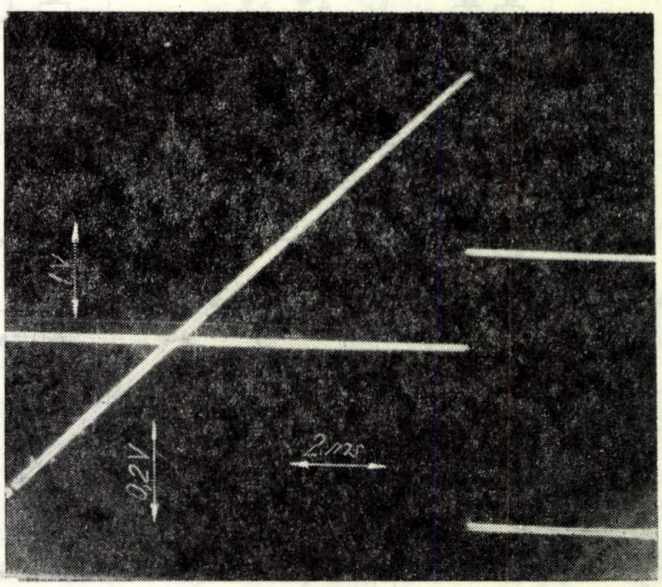


Fig. 5. Oscilogramă de etalonare.

figura 7 oscilogramele $i(t)$ și $\int i^2\,dt$ pentru un fuzibil de același diametru, dar de lungime mai mare. În acest ultim caz, la care întreruperea a avut loc în aer, s-a constatat reaprinderea arcului electric.

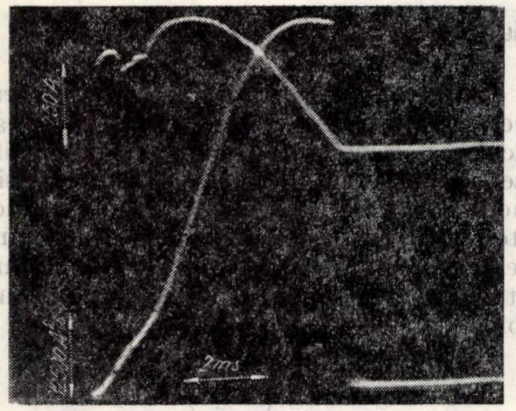


Fig. 6. Oscilogramele $i(t)$ și $\int i^2dt$ pentru un fuzibil de 10 A scurt.

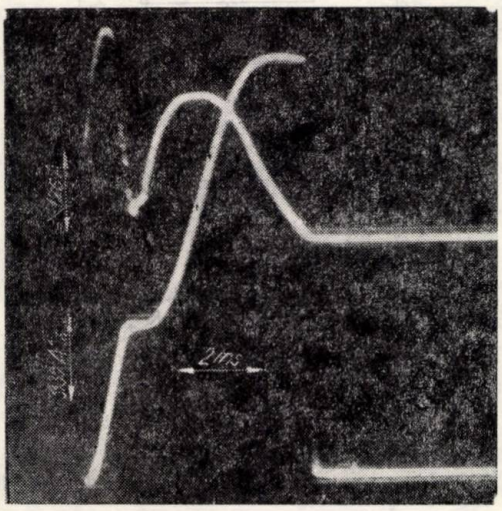


Fig. 7. Oscilogramele $i(t)$ și $\int i^2dt$ pentru un fuzibil de 10 A, lung, în aer.

3. Concluzii

Dispozitivul realizat permite:

— înregistrarea într-un timp scurt și cu precizie ridicată (precizia aparatului de afișare) a integralei termice Joule, la siguranțele fuzibile, înlocuind metoda grafică de integrare, care este o metodă foarte laborioasă și care conduce la erori foarte mari. Pentru o protecție selectivă este necesar ca valoarea integralei Joule să fie cunoscută cu o precizie de ordinul procentelor;

— înregistrarea, în afara integralei Joule, a curentului $i(t)$, respectiv $i^2(t)$, [2, 3];

— înregistrarea integralei Joule și în cazul întreruptoarelor limitatoare.

Pentru micșorarea erorilor de măsură toate racordurile se realizează prin intermediul mufelor coaxiale de tip BNC și al cablurilor coaxiale.

Precizia dispozitivului realizat este superioară aparatelor folosite pentru afișarea înregistrărilor, osciloscop, sau oscilograf.

Se pot înregistra curenți de fuziune de la valorile cele mai mici (ordinul amperilor) pînă la curenți foarte mari (zeci de kA) cu condiția ca tensiunea maximă, valoare de vîrf, V_1, culeasă de pe șuntul folosit, să nu depășească 10 V [2].

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1972.

[2] *Hortopan, G., Hortopan, V., Trușcă, V.* Echipament specific pentru încercarea aparatelor de comutație. In: Electrotehnica **23**, nr. 1, ian. 1974, p. 1—9.

[3] *Trușcă, V.* Asupra proceselor de stingere a arcului electric în aparatele de comutație de joasă tensiune. Teză de doctorat, IPB, 1973.

[4] *Loh, O., Brücig, P.* Eine elektronische Recheneinheit zur fortlaufenden Registrierung des i^2t Wertes mit Schleifenoszillographen. ATM 1967 — 373, S. 25—28.

CZ 621.318.3 : 621.316.53

Regimul dinamic al electromagneților și contactoarelor de curent alternativ

GHEORGHE TITZ* — BUCUREȘTI

Introducere

Contactoarele electromagnetice de curent alternativ au în majoritatea lor, ca element motor un electromagnet monofazat de curent alternativ. Pentru buna funcționare a unui contactor se impun anumite cerințe de către rețeaua în care trebuie să funcționeze. Astfel, pentru o tensiune de lucru dată, un curent dat și un regim de lucru impus rezultă o serie de date, privind contactorul cum ar fi : presiunea în contacte, viteza la deschidere ș.a. Cu aceste elemente se determină imediat caracteristica forțelor rezistente și masa care trebuie accelerată.

Electromagnetul ca element de antrenare trebuie să realizeze închiderea contactorului și să-l mențină în poziția închis.

Prin regim dinamic al electromagnetului, respectiv al contactorului, se înțelege regimul tranzitoriu de închidere. În cadrul acestui regim au fost studiate variațiile în timp ale diferitelor mărimi electrice și mecanice.

În practică, studiul unui regim dinamic se poate rezolva în două moduri :

a — se cere comportarea unui electromagnet construit, în legătură cu un sistem rezistent dat ;

b — se cere comportarea unui electromagnet în faza de proiectare (verificarea electromagnetului proiectat), în legătură cu un sistem rezistent dat.

În lucrarea de față se va încerca să se dea răspuns la ambele aspecte ale problemei și anume : ce ordin de precizie se poate aștepta în cazul unui studiu care să fie la îndemîna unui producător de dispozitive electromagnetice?

În cazul electromagnetului de curent alternativ, evoluția sa în timp, în cadrul regimului tranzitoriu de închidere depinde de valoarea tensiunii, respectiv de faza tensiunii, în momentul conectării. Este evident că în acest caz un studiu al comportării dinamice pentru un mecanism antrenat de electromagnet înseamnă calcularea regimului dinamic pentru diferite faze ale tensiunii la conectare, între 0 și 180 grade electrice. Integrarea grafo-analitică a sistemului de ecuații diferențiale care caracterizează sistemul dat ar cere un volum de muncă atît de mare încît practic metoda ar fi inutilizabilă.

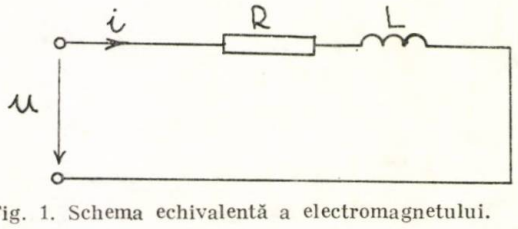


Fig. 1. Schema echivalentă a electromagnetului.

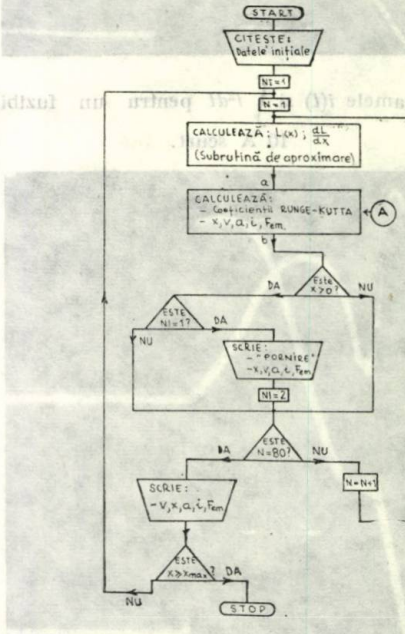


Fig. 2. Organigrama pentru calcularea regimului dinamic.

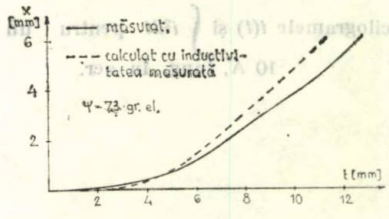


Fig. 3. Cursa-magnet.

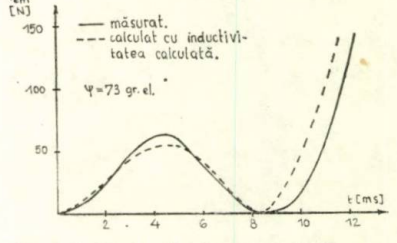


Fig. 4. Forța electromagnetică-magnet.

* Dr. ing. Titz, Gh. este șef de lucrări la Catedra de măsuri și aparate electrice, Fac. de electrotehnică din I.P. București.

Pentru studiul de faţă s-a recurs la un calculator cifric din următoarele motive :

— lipsa unui calculator analogic adecvat ;

— posibilitatea rezolvării problemei în mod relativ simplu chiar dacă nu se dispune de un calculator propriu ;

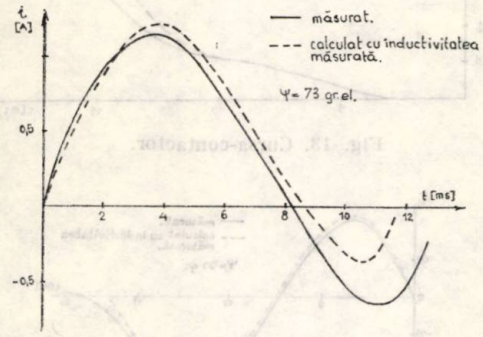


Fig. 5. Curentul absorbit-magnet.

— în cazul în care se studiază comportarea unui electromagnet în faza de proiectare se poate include în program cîte o subrutină pentru calcularea inductivităţii şi a derivatei inductivităţii electromagnetului.

Studiul de faţă a fost făcut în două etape şi anume :

— studiul regimului dinamic al electromagnetului de curent alternativ monofazat ;

— studiul regimului dinamic al contactorului, avînd ca element de acţionare un electromagnet de curent alternativ monofazat.

Scopul primei etape a fost verificarea ecuaţiilor de calcul şi a ipotezelor de calcul, ştiut fiind faptul că măsurătorile la electromagnet se pot executa mai uşor şi mai precis decît la un contactor, iar forţa rezistentă este constantă (greutatea armăturii).

Contactorul (prin faptul că are multe piese în mişcare, deci frecări, resoarte care pot avea dispersii privind forţa lor), poate fi studiat numai după ce există o imagine clară şi exactă asupra electromagnetului.

1. Calcularea regimului dinamic

Cît priveşte cele două aspecte amintite (punctele a şi b), nu vor exista diferenţe privind funcţionarea şi metoda de calcul, ci numai eventual la rezultatele calculului.

Schema echivalentă a unui electromagnet de curent alternativ, pentru o poziţie diferită de poziţia închis, este dată în figura 1, ea fiind justificată în [1].

Relaţia forţei electromagnetice, valoare instantanee, dezvoltată de electromagnet este [1] :

$$F_{em} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dx}. \qquad (1)$$

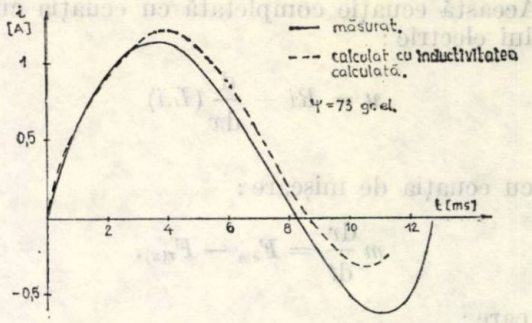


Fig. 6. Curentul absorbit-magnet.

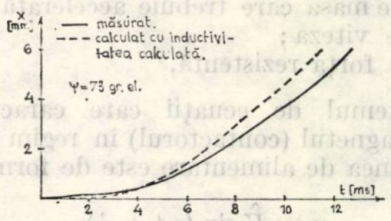


Fig. 7. Cursa-magnet.

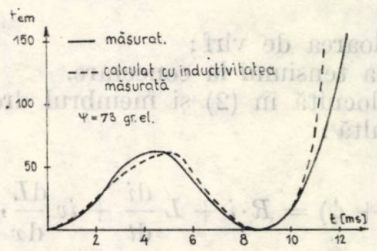


Fig. 8. Forţa electromagnetică-magnet.

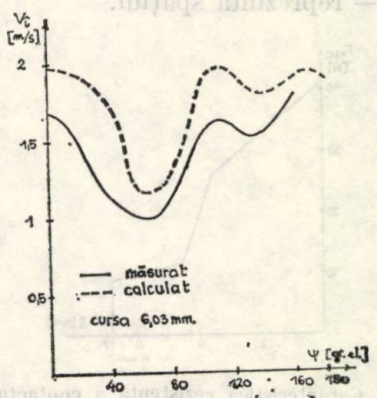


Fig. 9. Viteza în momentul închiderii magnetului.

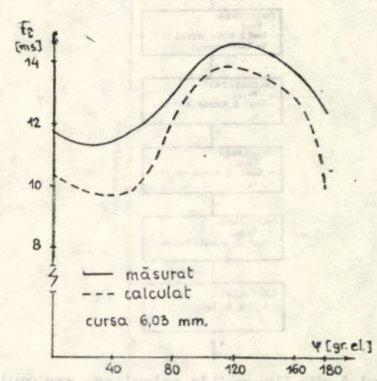


Fig. 10. Durata de închidere a magnetului.

Această ecuație completată cu ecuația circuitului electric :

$$u = Ri + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}(L.i) \tag{2}$$

și cu ecuația de mișcare :

$$m\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = F_{em} - F_{r(x)}, \tag{3}$$

în care :

m este masa care trebuie accelerată ;
v — viteza ;
$F_{r(x)}$ — forța rezistentă,

dau sistemul de ecuații care caracterizează electromagnetul (contactorul) în regim dinamic.

Tensiunea de alimentare este de forma :

$$u = \hat{U}\sin(\omega t + \psi), \tag{4}$$

cu :

$\hat{U}$ — valoarea de vîrf ;
ψ — faza tensiunii la conectare.

Cu (4), înlocuită în (2) și membrul drept dezvoltat rezultă :

$$\hat{U}\sin(\omega t + \psi) = R\cdot i + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + iv\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}x}, \tag{5}$$

în care x — reprezintă spațiul.

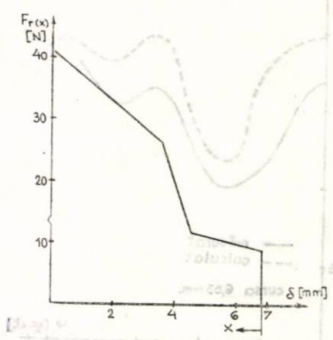


Fig. 11. Caracteristica rezistență a contactorului.

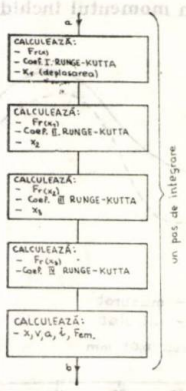


Fig. 12. Blocul A din figura 2 la calcularea regimului dinamic al contactorului.

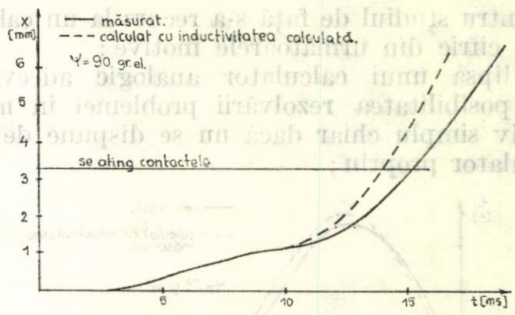


Fig. 13. Cursa-contactor.

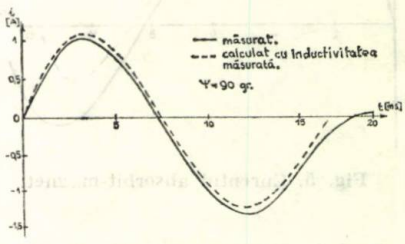


Fig. 14. Curentul absorbit-contactor.

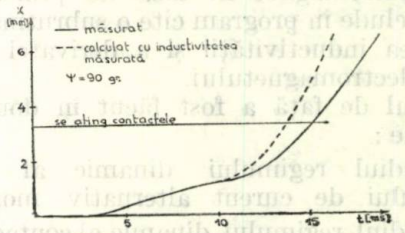


Fig. 15. Cursa-contactor.

Din (1), (5) și (3) rezultă sistemul de ecuații diferențiale :

$$\hat{U}\sin(\omega t + \psi) = R\cdot i + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + i\cdot v\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}x}, \tag{6}$$

$$m\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{2}i^2\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}x} - F_{r(x)}. \tag{7}$$

Pentru rezolvarea pe calculator se separă derivatele în raport cu timpul din (6) și (7) și se completează cu ecuațiile (8) și (9), [4], rezultînd ecuațiile de calculator :

$$\frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}t} = 1, \tag{8}$$

$$\frac{dx}{\mathrm{d}t} = v, \tag{9}$$

$$\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{m}\left(\frac{1}{2}i^2\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}x} - F_{r(x)}\right), \tag{10}$$

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L}\left[\hat{U}\sin(\omega t + \psi) - Ri - iv\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}x}\right]. \tag{11}$$

Condițiile inițiale sînt :
la $t = 0$,

$$x = 0,$$
$$v = 0, \qquad (12)$$
$$i = 0.$$

În plus, la alcătuirea programului mai trebuie ținut seama de o condiție suplimentară și anume :

pentru $\frac{dv}{dt} < 0$ trebuie ca coeficienții Runge—Kutta (metoda folosită) pentru x, v și $\frac{dv}{dt}$ să fie luați identic zero.

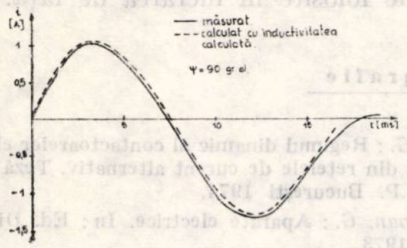


Fig. 16. Curentul absorbit-contactor.

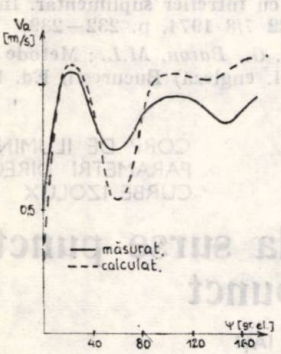


Fig. 17 Viteza de atingere a contactelor-contactor.

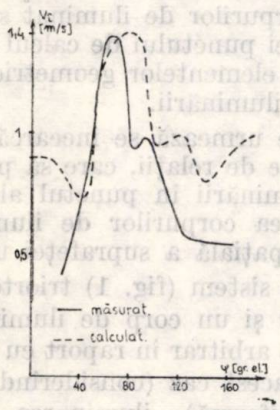


Fig. 18. Viteza la închiderea electromagnetului.

Pentru rezolvarea sistemului de ecuații (8)... (12) s-a folosit metoda Runge-Kutta [4]. În ecuații apar ca variabile inductivitatea electromagnetului și derivata acesteia dL/dx.

În [1] se arată că pentru întrefieruri diferite de întrefierul minimal (poziția închis) inductivitatea este funcție numai de x, aproximație cu atît mai exactă cu cît întrefierul este mai mare.

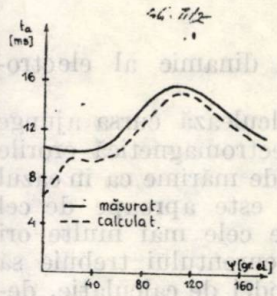


Fig. 19. Durata pînă la atingerea contactelor.

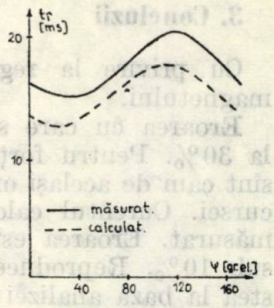


Fig. 20. Durata închiderii electromagnetului.

Derivata inductivității, dL/dx, a fost dedusă din curba inductivității, $L = f(x)$, cu metoda oglinzii pentru derivare [2]. Pe calculator au fost date prin puncte cele două curbe, folosindu-se interpolarea liniară pentru valorile dintre puncte.

2. Calcule și măsurători efectuate

A fost rulat programul de calcul elaborat pentru electromagnetul contactorului TCA—63. Pentru mișcarea armăturii pe verticală rezultă $F_{r(x)}$ = constant = greutatea armăturii.

Calculele au fost efectuate în două variante :

a) cu inductivitatea măsurată ;

b) cu inductivitatea calculată [3],

pasul de integrare a fost ales cu 5 μs.

Organigrama este dată în figura 2. Ea este concepută ca să tipărească toate datele după cîte 80 de pași de integrare ; să tipărească datele la pornirea echipajului mobil ($x > 0$), oprirea calculației făcîndu-se cînd $x > x_{max}$ (x_{max} fiind cursa electromagnetului respectiv a contactorului).

În figurile 3...10 sînt date, spre exemplificare, o parte din rezultate.

În cazul contactorului programul de calcul se schimbă puțin și anume :

— forța rezistentă este o funcție de cursa x, figura 11 ;

— pentru o precizie bună, avîndu-se în vedere variațiile bruște ale forței rezistente, blocul A din organigrama figura 2 arată ca cel din figura 12.

Și pentru contactor (TCA—63) au fost executate două rînduri de calcule și anume cu inductivitatea măsurată și cu inductivitatea calculată.

În curbele din figurile 13...20 sînt redate o parte din rezultatele studiului.

În cazul contactorului s-au măsurat : curentul, cursa și viteza, iar la electromagnet : curentul,

cursa, viteza şi forţa electromagnetică. Măsurarea forţei electromagnetice la contactor se poate face numai dacă construcţia acestuia o permite.

3. Concluzii

Cu privire la regimul dinamic al electromagnetului.

Eroarea cu care se calculează cursa ajunge la 30%. Pentru forţa electromagnetică erorile sînt cam de acelaşi ordin de mărime ca în cazul cursei. Curentul calculat este aproape de cel măsurat. Eroarea este de cele mai multe ori sub 10%. Reproducerea curentului trebuie să stea la baza analizei metodei de calculaţie, deoarece măsurătoarea de curent este cea mai precisă dintre măsurătorile efectuate.

O altă concluzie, valabilă pentru ambele calculaţii, este că erorile de mai sus nu sînt depăşite pentru un domeniu reprezentînd cam 80... ...90% din durata regimului tranzitoriu.

Durata de închidere măsurată şi calculată nu diferă cu mai mult de 10%.

Cu privire la regimul dinamic al contactorului.

În cazul contactorului sînt două momente care influenţează buna sa funcţionare şi anume:

— momentul atingerii contactelor,

— momentul închiderii complete (atingerea armăturilor electromagnetului de acţionare.

La reprezentarea rezultatelor s-a avut în vedere acest lucru.

Pînă în momentul atingerii contactelor calculaţia este bună atît pentru inductivitatea măsurată cît şi pentru cea calculată, mărimile se abat cu maximum 10...30% de la cele măsurate. După închiderea contactelor şi pînă la închiderea totală erorile încep să crească ajungînd la 40...50% spre sfîrşitul regimului dinamic.

Durata închiderii contactorului se poate calcula cu o precizie de 90%.

În ambele cazuri calculaţia trebuie oprită la un întrefier în jur de 0,5 mm. La întrefieruri mai mici intervine şi spira ecran şi ca atare regimul dinamic şi ecuaţiile de calcul sînt altele decît cele folosite în lucrarea de faţă.

Bibliografie

[1] *Titz, G.*: Regimul dinamic al contactoarelor electromagnetice din reţelele de curent alternativ. Teză de doctorat. I.P. Bucureşti 1974.

[2] *Hortopan, G.*: Aparate electrice. In: Ed. Didactică şi Ped. 1973.

[3] *Titz, G.*: Calculul inductivităţii electromagneţilor de tip E şi U cu întrefier suplimentar. In: E.E.A.— Electrotehnica **22** 7/8 1974, p. 232—239.

[4] *Savadori, M. G., Baron, M.L.*: Metode numerice în tehnică (trad. l. engleză) Bucureşti, Ed. tehnică 1972.

CZ 628.94 : 535.245.24

CORP DE ILUMINAT ASIMETRIC
PARAMETRI DIRECTORI
CURBE IZOLUX

Contribuţii la calculul iluminatului de la surse punctiforme prin metoda punct cu punct

DAN IOACHIM ŞI CLAUDIA BOTEZ* — IAŞI

1. Calitatea unei instalaţii de iluminat [1, 2] este determinată, în special, de luminanţa obiectelor din cîmpul vizual al observatorului şi de nivelul de iluminare adoptat. În cazul iluminatului exterior, calculele de proiectare urmăresc stabilirea discuţiei iluminărilor pe suprafaţa utilă şi mai rar distribuţia similară a luminanţelor.

Deoarece suprafeţele iluminate contribuie în mică măsură la iluminarea lor reciprocă, calculul fotometric al instalaţiilor de iluminat exterior se face prin metoda punct cu punct ce prezintă mai multe variante [1—6], în funcţie de alegerea originii sistemului de referinţă. Astfel, originea sistemului se consideră: în punctul de calcul [3], [6]; la baza stîlpului de susţinere al corpului de iluminat [1], [2]; în punctul de intersecţie al axei optice a corpului de iluminat cu planul de lucru [4], [5] etc.

* Ing. Ioachim, D., şi ing Botez, C. sînt şefi de lucrări la I.P. Iaşi.

Aceste variante au dezavantajul că la redistribuirea corpurilor de iluminat sau la modificarea poziţiei punctului de calcul este necesară recalcularea elementelor geometrice ce intervin în expresia iluminării.

În cele ce urmează se încearcă să se stabilească o serie de relaţii, care să permită determinarea iluminării în punctul ales, indiferent de dispunerea corpurilor de iluminat sau de orientarea spaţială a suprafeţei utile.

2. Fie un sistem (fig. 1) triortogonal de referinţă *Oxyz* şi un corp de iluminat asimetric (*M*), montat arbitrar în raport cu sistemul considerat. În acest caz (considerînd sursa de lumină punctiformă), iluminarea realizată de sursă într-un punct oarecare (*P*) al suprafeţei utile (*S*) va avea valoarea:

$$E_P = \frac{I_{\alpha\beta} \cos \gamma}{MP^2}, \qquad (1)$$

în care :

$I_{\alpha\beta}$ este intensitatea luminoasă în direcţia punctului de calcul, cd ;

α — unghiul dintre direcţia intensităţii luminoase şi axa corpului de iluminat, grade ;

β — unghiul dintre planul de referinţă al corpului de iluminat şi planul meridian ce conţine direcţia intensităţii luminoase, grade ;

γ — unghiul dintre direcţia intensităţii luminoase şi normala ($\bar{N}_{ds}$) ridicată în punctul de calcul (P) la elementul de suprafaţă (ds) ataşat acestuia, grade ;

$\overline{MP}$ — distanţa de la sursă la punctul de calcul, metri.

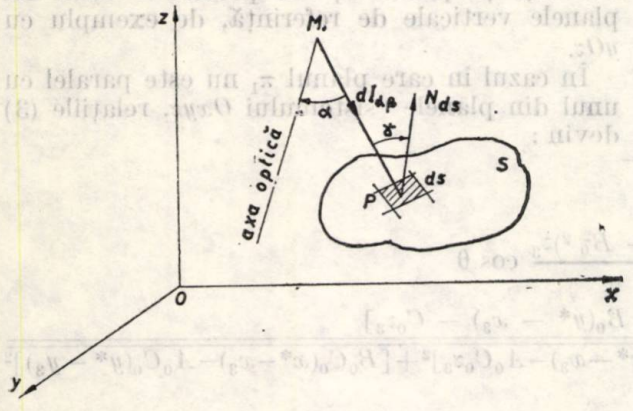


Fig. 1

Pentru calculul iluminării conform relaţiei (1) trebuie să se cunoască $I_{\alpha\beta}$, γ şi $\overline{MP}$. În ceea ce priveşte intensitatea luminoasă, aceasta poate fi citită din curbele fotometrice sau din curbele izocandele, dacă se estimează unghiurile de înălţime (α) şi azimut (β).

Dacă se notează cu :

$\lambda_1, \mu_1, \upsilon_1$ — cosinusurile directoare ale normalei la planul de referinţă (π_1) al corpului de iluminat (fig. 2). Se menţionează că acest plan este determinat de axa optică (Δ) a corpului de iluminat (pe care se găseşte centrul izvorului de lumină $M - x_3, y_3 z_3$), baza stîlpului de susţinere a corpului de iluminat ($K - x_1, y_1, z_1$) şi punctul de intersecţie ($L - x_2, y_2, z_2$) al planului deschiderii corpului de iluminat cu stîlpul de susţinere. În general, unghiul (θ) pe care-l face planul deschiderii corpului de iluminat cu planul orizontal (xOy) al sistemului de referinţă este cunoscut.

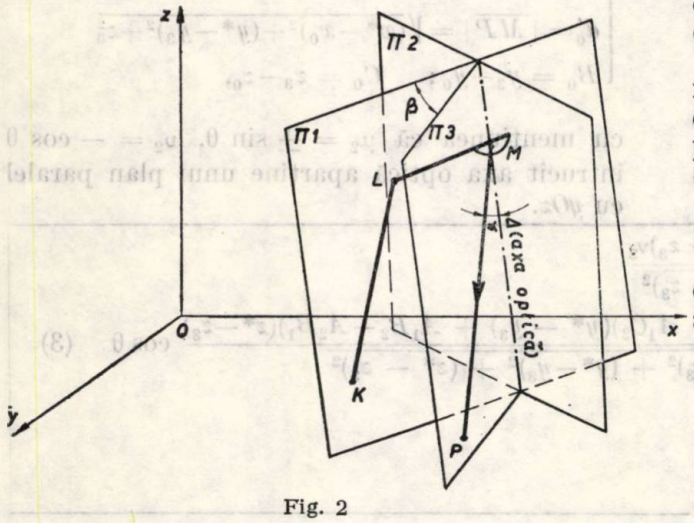


Fig. 2

$\lambda_2, \mu_2, \upsilon_2$ — cosinusurile directoare ale axei optice (Δ) ;

$\lambda_3, \mu_3, \upsilon_3$ — cosinusurile directoare ale normalei ($\bar{N}_{ds}$), la suprafaţa utilă (S), în punctul de calcul (P din fig. 1) ;

$\lambda_4, \mu_4, \upsilon_4$ — cosinusurile directoare ale normalei la planul (π_3), determinat de axa optică (Δ) şi direcţia ($\overline{MP}$) intensităţii luminoase ;

λ, μ, υ — cosinusurile directoare ale direcţiei $\overline{MP}$;

x^*, y^*, z^* — coordonatele punctului de calcul, metri ;

atunci :

$$\begin{cases} \cos\gamma = -(\lambda\lambda_3 + \mu\mu_3 + \upsilon\upsilon_3) \\ \cos\alpha = \lambda\lambda_2 + \mu\mu_2 + \upsilon\upsilon_2 \\ \cos\beta = \lambda_1\lambda_4 + \mu_1\mu_4 + \upsilon_1\upsilon_4 \end{cases} \quad (2)$$

cu :

$$\lambda = \frac{x^* - x_3}{\sqrt{(x^*-x_3)^2 + (y^*-y_3)^2 + (z^*-z_3)^2}},$$

$$\mu = \frac{y^* - y_3}{\sqrt{(x^*-x_3)^2 + (y^*-y_3)^2 + (z^*-z_3)^2}},$$

$$\upsilon = \frac{z^* - z_3}{\sqrt{(x^*-x_3)^2 + (y^*+y_3)^2 + (z^*-z_3)^2}},$$

în care singurele necunoscute sînt cosinusurile directoare $\lambda_j, \mu_j, \upsilon_j$ ($j = 1, 2$ şi 4) deoarece coordonatele punctelor K, L, M şi cosinusurile directoare λ, μ, υ sînt date.

Dacă se are în vedere că planul π_1 este determinat de punctele K, L, M, iar prin M se poate duce planul π_2 (ce conţine axa optică) normal la direcţia $\overline{LM}$, atunci ecuaţia dreptei Δ va fi [7] :

$$(\Delta)\begin{cases} \pi_1(x, y, z) \equiv A_1x + B_1y + C_1z + D_1 = 0, \\ \pi_2(x, y, z) \equiv A_2x + B_2x + C_2z + D_2 = 0, \end{cases}$$

de unde rezultă cosinusurile directoare ale acesteia :

$$\lambda_2 = \frac{\delta_1}{\delta_3}\upsilon_2 ; \quad \mu^2 = \frac{\delta_2}{\delta_3}\upsilon_2 ; \quad \upsilon_2 = \pm\frac{\delta_3}{\sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2}}$$

cu :

$$\delta_1 = \begin{vmatrix} B_1 & C_1 \\ B_2 & C_2 \end{vmatrix}; \quad \delta_2 = \begin{vmatrix} C_1 & A_1 \\ C_2 & A_2 \end{vmatrix}; \quad \delta_3 = \begin{vmatrix} A_1 & B_1 \\ A_2 & B_2 \end{vmatrix}.$$

Parametrii directori ai normalelor la cele două plane (afectați de indicii „1" pentru π_1 și „2" pentru π_2) au expresiile:

$$\begin{cases} A_1 = (y_1 - y_3)(z_2 - z_3) - (y_2 - y_3)(z_1 - z_3) \\ B_1 = (x_2 - x_3)(z_1 - z_3) - (x_1 - x_3)(z_2 - z_3) \\ C_1 = (x_1 - x_3)(y_2 - y_3) - (x_2 - x_3)(y_1 - y_3) \\ D_1 = -A_1x_3 - B_1y_3 - C_1z_3, \end{cases}$$

$$\begin{cases} A_2 = x_3 - x_2 \\ B_2 = y_3 - y_2 \\ C_2 = z_3 - z_2 \\ D_2 = -A_2x_3 - B_2y_3 - C_2z_3, \end{cases}$$

din care se pot determina cosinusurile directoare ale normalei la planul π_1:

$$\lambda_1 = \frac{A_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2 + C_1^2}}; \quad \mu_1 = \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2 + C_1^2}};$$

$$\upsilon_1 = \frac{C_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2 + C_1^2}}.$$

Relațiile de mai sus pot fi puse sub o formă mai simplă, dacă se au în vedere situațiile frecvent întîlnite în practică și anume:

— suprafața utilă (S) este plană și coincide cu planul orizontal de referință (xOy). În cazul acesta: $\lambda_3 = \mu_3 = 0$, $\upsilon_3 = 1$, $P(x^*, y^*, 0)$;

— baza stîlpului de susținere a corpului de iluminat este conținută în planul xOy, iar punctele $K(x_0, y_0, 0)$ și $L(x_0, y_0, z_0)$ se găsesc pe aceeași verticală.

— planul de referință (π_1) al corpului de iluminat este normal la planul orizontal (xOy) și, deci $\nu_1 = 0$. Se disting două situații și anume: planul π_1 nu este paralel cu un plan vertical de referință și planul π_1 este paralel cu unul din planele verticale de referință, de exemplu cu yOz.

În cazul în care planul π_1 nu este paralel cu unul din planele sistemului $Oxyz$, relațiile (3) devin:

$$\begin{cases} \cos\gamma = \dfrac{z_3}{d_0} \\ \cos\alpha = -\dfrac{A_0C_0(x^* - x_3) + B_0C_0(y^* - y_3) + (A_0^2 + B_0^2)z_3}{(A_0^2 + B_0^2) \cdot d_0}\cos\theta \\ \cos\beta = \dfrac{\sqrt{A_0^2 + B_0^2}\,[A_0(x^* - x_3) + B_0(y^* - x_3) - C_0z_3]}{\sqrt{[(A_0^2 + B_0^2)(y^* - y_3) - B_0C_0z_3]^2 + [(A_0^2 + B_0^2)(x^* - x_3) - A_0C_0z_3]^2 + [B_0C_0(x^* - x_3) - A_0C_0(y^* - y_3)]^2}} \\ d_0 = |\overline{MP}| = \sqrt{(x^* - x_3)^2 + (y^* - y_3)^2 + z_3^2} \\ A_0 = x_3 - x_0; \quad B_0 = y_3 - y_0; \quad C_0 = z_3 - z_0. \end{cases}$$

În ceea ce privește cosinusurile directoare ale normalei la planul π_3, acestea rezultă din ecuația planului determinat de două drepte (Δ și MP), care este de forma:

$$\pi_3(x, y, z) = A_3x + B_3y + C_3y + D_3 = 0,$$

cu:

$$\begin{cases} A_3 = \mu\upsilon_2 - \mu_2\upsilon \\ B_3 = \lambda_2\upsilon - \lambda\upsilon_2 \\ C_3 = \lambda\mu_2 - \lambda_2\mu \\ D_3 = -A_3x_3 - B_3y_3 - C_3z_3 \end{cases}$$

și

$$\lambda_4 = \frac{A_3}{\sqrt{A_3^2 + B_3^2 + C_3^2}}; \quad \mu_4 = \frac{B_3}{\sqrt{A_3^2 + B_3^2 + C_3^2}};$$

$$\upsilon_4 = \frac{C_3}{\sqrt{A_3^2 + B_3^2 + C_3^2}}.$$

Avînd în vedere că axa optică este orientată spre suprafața utilă ($\upsilon_2 = -\cos\theta$) se obțin expresiile finale ale mărimilor ce permit calculul iluminării în punctul considerat:

$$\begin{cases} \cos\gamma = -\dfrac{(x^* - x_3)\lambda_3 + (y^* - y_3)\mu_3 + z^* - z_3)\nu_3}{\sqrt{(x^* - x_3)^2 + (y^* - y_3)^2 + (z^* - z_3)^2}} \\ \cos\alpha = -\dfrac{(B_1C_2 - B_2C_1)(x^* - x_3) + (A_2C_1 - A_1C_2)(y^* - y_3) + A_1B_2 - A_2B_1)(z^* - z_3)}{(A_1B_2 - A_2B_1)\sqrt{(x^* - x_3)^2 + (y^* - y_3)^2 + (z^* - z_3)^2}}\cos\theta \\ \cos\beta = \dfrac{A_1A_3 + B_1B_3 + C_1C_3}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2 + C_1^2}\sqrt{A_3^2 + B_3^2 + C_3^2}} \\ \overline{MP} = \sqrt{(x^* - x_3)^2 + (y^* - y_3)^2 + (z^* - z_3)^2} \end{cases} \quad (3)$$

Dacă planul π_1 este paralel, de exemplu, cu zOy atunci „$x_3 = x_0$" și grupul de relații (4) capătă forma:

$$\begin{cases} \cos\gamma = \dfrac{z_3}{d_0'} \\ \cos\alpha = \dfrac{C_0(y^* - y_3) + B_0z_3}{B_0\,d_0'}\cos\theta \\ \cos\beta = \dfrac{B_0(y^* - y_3) - C_0z_3}{\sqrt{[B_0(y^* - y_3) - C_0z_3]^2 + (B_0^2 + C_0^2)(x^* - x_0)^2}} \\ d_0' = |\overline{MP}| = \sqrt{(x^* - x_0)^2 + (y^* - y_3)^2 + z_3^2} \\ B_0 = y_3 - y_0; \quad C_0 = z_3 - z_0, \end{cases} \quad (5)$$

cu mențiunea că $\mu_2 = \pm\sin\theta$, $\upsilon_2 = -\cos\theta$ întrucît axa optică aparține unui plan paralel cu yOz.

3. Trasarea curbelor izolux pe suprafața de lucru se face, după cum se știe [3], în modul următor : se impune valoarea iluminării (E') și apoi dînd diferite valori intensității luminoase ($I_{\alpha'\beta'}$), adică impunînd unghiurile α' și β' ($0 \leqslant \beta' \leqslant \pi$), se caută punctele ce satisfac relația (1) pusă sub forma :

$$\overline{MP}^2 = d^2 = \frac{I_{\alpha'\beta'} \cos \gamma}{E'}.$$

Coordonatele acestor puncte (x^*, y^*, z^*) rezultă din (3), dacă se face înlocuirea :

$$\cos \gamma = \frac{E' d^2}{I_{\alpha'\beta'}},$$

ceea ce conduce la un sistem de trei ecuații cu trei necunoscute :

$$\begin{cases} \dfrac{E' d^2}{I_{\alpha'\beta'}} = -\dfrac{(x^*-x_3)\lambda_3+(y^*-y_3)\mu_3+(z^*-z_3)\nu_3}{d} \\ \cos\alpha = -\dfrac{(B_1C_2-B_2C_1)(x^*-x_3)+(A_2C_1-A_1C_2)(y^*-y_3)+(A_1B_2-A_2B_1)(z^*-z_3}{(A_1B_2-A_2B_1)\cdot d}\cdot\cos\theta \\ \cos\beta = \dfrac{A_1A_3+B_1B_3+C_1C_3}{\sqrt{A_1^2+B_1^2+C_1^2}\sqrt{A_3^2+B_3^2+C_3^2}} \\ d = \sqrt{(x^*-x_3)^2+(y^*-y_3)^2+(z^*-z_3)^2} \end{cases} \quad (6)$$

a cărui rezolvare se recomandă a fi făcută pe calculator.

Pentru cazurile particulare enunțate la finele capitolului 2, sistemul (6) devine :

$$\begin{cases} \dfrac{E' d_0^2}{I_{\alpha'\beta'}} = \dfrac{z_3}{d_0} \\ \cos\alpha = -\dfrac{A_0C_0(x^*-x_3)+B_0C_0(y^*-y_3)+(A_0^2+B_0^2)z_3}{(A_0^2+B_0^2)\cdot d_0}\cdot\cos\theta \\ \cos\beta = \dfrac{\sqrt{A_0^2+B_0^2}\,[A_0(x^*-x_3)+B_0(y^*-y_3)-C_0z_3]}{\sqrt{[(A_0^2+B_0^2)(y^*-y_3)-B_0C_0z_3]^2+(A_0^2+B_0^2)(x^*-x_3)-A_0C_0z_3]^2+[B_0C_0(x^*-x_3)-A_0C_0(y^*-y_3)]^2}} \\ d_0 = \sqrt{(x^*-x_3)^2+(y^*-y_3)^2+z_3^2} \end{cases} \quad (7)$$

cînd planul de referință al corpului de iluminat (π_1) este normal la planul xOy și :

$$\begin{cases} \dfrac{E' \cdot d_0^2}{I_{\alpha'\beta'}} = \dfrac{z_3}{d_0'} \\ \cos\alpha = -\dfrac{C_0(y^*-y_3)+B_0z_3}{B_0d_0'}\cdot\cos\theta \\ \cos\beta = \dfrac{B_0(y^*-y_3)-C_0z_3}{\sqrt{[B_0(y^*-y_3)-C_0z_3]^2+(B_0^2+C_0^2)(x^*-x_0)^2}} \\ d_0' = \sqrt{(x^*-x_0)^2+(y^*-y_3)^2+z_3^2} \end{cases} \quad (8)$$

cînd planul de referință al corpului este paralel cu planul xOz.

Trebuie precizat că expresiile (7) și (8) dau două perechi de soluții pentru „x“ și „y“ deoarece pentru același „α“ există două valori pentru „$I_{\alpha'\beta'}$“, după cum unghiul „β'“ se consideră în cadranul I sau II. Aceste cadrane sînt determinate de planele π_1 și π_2, cadranul I considerîndu-se cel ce conține baza stîlpului.

NOTĂ

Supravegherea rețelei de alimentare cu energie electrică prin microprocesoare

Căderea unei părți a rețelei de alimentare cu energie electrică poate avea urmări catastrofale. Energia este introdusă în rețea în anumite puncte geografice prin comutatoare de mare putere. Un asemenea comutator deconectează automat în următoarele cazuri :

— scurtcircuit într-o secțiune a rețelei ;
— sarcina este prea încărcată ;
— curentul absorbit prea mare ;
— toleranța termică este depășită.

Această comutare poate provoca în rețea o reacție în lanț și întreg sistemul poate fi paralizat. Fenomenul poate avea loc atît de rapid încît după aceea este foarte greu de stabilit unde a fost începutul (focarul) și care a fost cauza. Căutarea defecțiunii e foarte greoaie. Pentru localizarea rapidă a defecțiunii trebuie să existe o supraveghere continuă a rețelei. Dacă acționează un comutator, atunci trebuie să fie înregistrate cu mare precizie atît cauza de bază, cît și ora (cu precizie de milisecunde). O astfel de supraveghere cere utilizarea microprocesoarelor.

Acum cîțiva ani această chestiune părea de nerezolvat. Pe de o parte trebuie să fie supravegheată o rețea largă cu succesiuni de fenomene rapide și care livrează mii de date, pe de altă parte stă la dispoziție o rețea de comunicații restrînsă și înceată. Calculatoarele au fost (și sînt) foarte scumpe, deci se punea doar problema prelucrării centrale a datelor. Pentru o soluționare convenabilă a acestei probleme în acest mod, sînt necesare foarte multe linii de legătură încît totul devine foarte scump.

Cu microcalculatoarele se poate rezolva în mod onorabil această problemă. În fiecare stație de comutație se poate instala un asemenea microcalculator, a cărui inimă este un microprocesor. Acesta supraveghează în permanență starea, tensiunea, curentul și comunică cu un calculator central.

Stația externă

Stația externă decide ce este important și ce nu, reduce astfel fluxul de informații despre starea diferitelor comutatoare și îl comunică sub forma unei scurte telegrame, în cazul unui deranjament. Numai aceasta prezintă interes pentru centrală.

Stația externă utilizează pentru supraveghere un multiplexor programabil care transmite informația de la cîte un comutator către interfața calculatorului. Logica programului are nevoie, de exemplu, pentru 16 comutatoare de un timp de circa 3 ms. Această stație este, deci, foarte flexibilă, filtrează deranjamentele, poate interpreta toate combinațiile informaționale posibile și imposibile. Fenomenele legate de comutatoare vor fi înmagazinate împreună cu specificația comutatoarelor și cu ora exactă într-o memorie intermediară. Valorile curenților și tensiunilor sînt supravegheate prin stocare în permanență prin multiplexoare.

Pentru indicarea orei exacte este nevoie de un orologiu cu o precizie de 2 ms. Ceasurile din diferitele stații externe pot fi sincronizate din 15 în 15 minute, de către centrală, astfel că niște funcțiuni ce au avut loc în timp pot fi corelate cu mare precizie.

Tot stația externă mai poate genera niște impulsuri de comandă, astfel că în cazul unei alarme pot fi luate măsuri imediate în mod automat.

Stația centrală

Calculatorul central poate folosi pentru supraveghere așa-numitul sistem „Polling" : el întreabă ciclic dacă există informații utile (alarme).

În condiții normale de lucru de la stațiile externe se transmit semnale scurte sau dacă este nevoie se transmit valorile tensiunilor și ale curenților. Acționarea unui comutator este comunicată după semnalul „polling" imediat următor și este înregistrat în stația centrală.

Erorile apărute pe calea de transmisie pot fi recunoscute și în acest caz se dă o comandă de repetare a mesajului. O întîrziere a informării centralei, datorită întreruperii fluxului de informații, nu duce la pierderea de mesaje. Acestea sînt stocate în registrele stațiilor externe și prelucrate de îndată ce este cazul.

Principiul care stă la baza acestei supravegheri este cunoscut în știința conducerii ca „conducere prin excepție" (management by exception). Aceasta înseamnă, pe scurt, că dacă un proces decurge normal el nu interesează. Numai dacă apare ceva neprevăzut trebuie luate noi decizii. Prin stații externe inteligente se poate realiza acest mod de lucru. Acestea pot selecta cu mare precizie datele, ce pot analiza, multiplexa, pot urmări procese, lua decizii și comanda, de fapt, întregul proces. Ceea ce se comunică centralei este un mesaj de situație. Pentru legătura între stația externă și centrală este suficient un singur canal de comunicație. Calculatorul central funcționează ca informator al personalului de deservire, ca organ de control și ca coordonator al stațiilor externe.

Ing. Gheorghe Suciu

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

Primul simpozion național de materiale magnetice ICPE—București, 16—18 mai 1979

Inaugurînd ciclul de manifestări științifice consacrate aniversării a 35 de ani de la eliberarea României de sub dominația fascistă, Institutul de cercetări științifice și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (ICPE)-București a organizat în zilele de 16—18 mai 1979 PRIMUL SIMPOZION NAȚIONAL DE MATERIALE MAGNETICE.

Izvorînd dintr-o necesitate obiectivă de etapă a acestui dinamic subdomeniu al științelor tehnice ce potențează progrese rapide de electrotehnică, electronică și automatică, organizatorii au reușit să adune la acest forum, toate unitățile de cercetare, inginerie tehnologică, învățămînt superior și producție de profil din țara noastră, care au prezentat 78 de comunicări, după cum urmează :

— unități de cercetare : ICPE (19 comunicări), CFTM— Iași (20 comunicări), ICE (9 comunicări), IFTM (5 comunicări), ICPT (1 comunicare) ;

— unități de învățămînt superior : Institutul Politehnic „Traian Vuia" Timișoara (5 comunicări), Institutul Politehnic București (5 comunicări), Institutul Politehnic „Gheorghe Asachi" Iași (4 comunicări), Institutul Politehnic Cluj-Napoca (3 comunicări), Universitatea A. I. Cuza — Iași (2 comunicări) ;

— întreprinderi industriale : IAEM— Timișoara (3 comunicări), IEM — București (1 comunicare), IRMA — București (1 comunicare). Referatele și comunicările științifice au fost prezentate într-o succesiune firească subdomeniului, pe secțiuni, astfel :

— referate generale . . . . . .3 ;
— secțiunea 1 : Magnetism, fizica corpului solid . . . . . .11 comunicări ;
— secțiunea 2 : Noi materiale magnetice cercetate și asimilate în RSR . . . . . .18 comunicări ;
— secțiunea 3 : Tehnici și echipamente de măsură și control . . . . . calitativ . . . . . 20 comunicări
— secțiunea 4 : Metalurgie fizică, tehnologii și utilaje tehnologice specifice . . . . . .12 comunicări ;
— secțiunea 5 : Aplicații ale materialelor magnetice noi . . . . . .13 comunicări ;
— secțiunea 6 : Aspecte economice . . . 1 comunicare.

Lucrările s-au desfășurat în noua sală de conferințe a ICPE — sediul Vitan, amenajată și dotată corespunzător tuturor exigențelor manifestărilor științifice. După simpozion s-a organizat vizitarea noilor laboratoare și piloților de materiale electrotehnice din amplasament.

Nivelul științific al comunicărilor și caracterul lor de noutate, paleta largă a preocupărilor, rezultatele obținute de colectivele de cercetare și producție au dat simpozionului amprenta de valoros schimb de experiență și de dialog științific, trezind interesul continuu al participanților, pe tot parcursul celor trei zile de lucru. Sintetic, acesta se poate ilustra și prin cele 97 de lucrări de cuvînt, cu deosebire la secțiunile 2 și 4 dar și la 1, 3 și 5.

Este relativ greu de enumerat toate comunicările care au suscitat interesul participanților, ele fiind în număr foarte mare. De aceea se vor spicui doar cîteva, după cum urmează :

— Colectivele de cercetare de la Institutul politehnic din Timișoara și Iași au prezentat caracteristicile tehnice și aplicațiile ferofluidelor în etanșări cu fluide magnetice, transmisii magnetohidrodinamice de puteri în creștere, valve de închidere a întreruptoarelor de curenți foarte intenși etc.

— Colectivele de cercetare de la Institutul de fizică și tehnologia materialelor — București și de la Centrul de fizică tehnică — Iași au prezentat cercetările teoretice și experimentale privind magneții cu compuși ai pămînturilor rare, iar specialiștii IEAM — Timișoara și ICPE au conturat perspectivele de reducere spectaculoasă a dimensiunilor aparatelor de măsură și a unor tipuri de mașini electrice echipate cu astfel de magneți.

— Colectivele de cercetare de la ICPE, Intreprinderea Electromagnetica, CFT — Iași și IAEM — Timișoara au prezentat tehnologiile, efectele economice și performanțele noilor materiale magnetice dure furnizate constructorilor de aparate, elemente de automatizare și servomașini electrice pentru automatizări, cercetate integral în țară.

— Colectivele de cercetare de la ICE, IFTM și specialiștii Intreprinderii de ferite — Urziceni au prezentat noi tehnologii și performanțe ale magneților din ferite de bariu, unele realizînd un grad înalt de miniaturizare de exemplu în ansamblele din echipamentele de telecomunicații în înaltă frecvență.

— Discuții interesante s-au purtat la comunicările prezentate de cercetătorii ICPE privind elaborarea aliajelor termocompensatoare și perspectivele de lărgire a ariei lor de utilizare, inclusiv la export.

— Colective de cercetare de la ICPE și centrul de fizică tehnică — Iași au prezentat interesante metode și utilaje de separare a minereurilor ; primele separatoare cu magneți permanenți realizate de ICPE se află deja în faza de experimentare industrială.

— Un colectiv de la Institutul politehnic—Cluj-Napoca a prezentat date noi privind proprietățile superparamagnetice ale sticlei pe bază de ferită de mangan, topită prin laser și perspectivele de utilizare a ei în domeniul criotemperaturilor.

— Proprietățile unor straturi subțiri magnetice și aplicațiile lor tehnice au făcut obiectul cîtorva comunicări interesante prezentate de cercetătorii de la Centrul de fizică tehnică — Iași.

S-a remarcat preocuparea tuturor unităților de cercetare, învățămînt și producție în conceperea și realizarea prin forțe proprii a unei multitudini de aparate și instalații de măsură și caracterizarea cît mai completă și mai precisă a materialelor magnetice ca și a unor tehnologii și utilaje tehnologice specifice de microproducție și producție industrială ca și învățămîntul mediu și superior.

Pe parcursul lucrărilor, dar cu deosebire la secțiunile 2 și 6, s-a semnalat lipsa de la simpozion a unor comunicări ale sectoarelor de cercetare și din economia națională care se ocupă cu indentificarea, înobilarea și valorificarea unor materii prime de mare puritate, deficitare dar necesare cercetării și producției de materiale magnetice cu energii specifice mari.

Lucrările simpozionului au fost conduse de directorul adjunct științific al ICPE, asistat succesiv de specialiști de prestigiu din unitățile participante. Simpozionul a oferit un bun prilej de afirmare și a unor tineri cercetători, pe lîngă oamenii de știință și specialiștii cu o îndelungată și rodnică activitate în domeniu.

Referatele și comunicările științifice prezentate urmează a se publica într-un tom separat, prin grija ICPE.

Cu prilejul acestei manifestări științifice la scară națională, organele municipale ale capitalei au aprobat propunerea de a se atribui străzii de acces în ICPE — sediul Vitan, numele Prof. Ștefan Procopiu, părintele magnetismului în România, dascăl a numeroase promoții de fizicieni și ingineri din țara noastră.

Valerian T. Ciofu
Director adjunct științific ICPE
Pavel Roman
Șef secție ICPE — București

RECENZIE

DAN COMȘA, SILVIU DARIE, VIRGIL MAIER, MIRCEA CHINDRIȘ. **Proiectarea instalațiilor electrice industriale**, București, Editura didactică și pedagogică, 1979, 496 pag.

Lucrarea tratează în mod unitar toate problemele ce trebuie soluționate la proiectarea instalațiilor electrice dintr-o întreprindere industrială, începînd cu cele de înaltă tensiune și terminînd cu cele speciale, de curenți slabi. Sinteza instalațiilor electrice, considerate ca sisteme de echipamente electrice interconectate, cu scopuri funcționale determinate, este privită prin prisma eficienței economice, a asigurării calității energiei electrice furnizate și a siguranței maxime în funcționare. Încadrarea soluțiilor tehnice preconizate în prevederile standardelor și normativelor în vigoare, conferă lucrării meritul de a fi „la zi", subordonată în permanență finalității practice cerute de un proiect de execuție. Prezentarea într-un capitol aparte a documentației tehnico-economice ce trebuie să însoțească un proiect de instalații electrice, ajută pe studenți cărora le este destinată în primul rînd lucrarea, să depășească stadiul de întocmire a unui proiect „didactic" și să se integreze în activitatea de proiectare sui-generis.

Capitolul 1 cuprinde problemele generale de alimentare cu energie electrică a întreprinderilor industriale, structura instalațiilor, condițiile de calitate impuse în cazul unor categorii diferite de consumatori și determinarea sarcinilor de calcul.

Capitolul 2 se referă la normele de conținut pentru proiectele de instalații electrice: nota de fundamentare tehnico-economică, nota de comandă, piesele scrise și piesele desenate ale proiectului și întocmirea devizelor pe categorii de lucrări și pe obiect.

Capitolul 3 tratează instalațiile de înaltă tensiune (peste 1 000 V): scheme de conexiuni, posturi de transformare, circuite secundare, aparate electrice de înaltă tensiune, dimensionarea economică a liniilor electrice, calculul curenților de scurtcircuit și verificarea echipamentului de înaltă tensiune.

Capitolul 4, consacrat instalațiilor electrice de joasă tensiune, face analiza schemelor rețelelor de alimentare și distribuție, prezintă conductele și aparatele electrice de joasă tensiune, cu toate caracteristicile care interesează pe proiectant, arată principiile de proiectare a dispozitivelor de protecție a rețelelor și receptoarelor.

În capitolul 5 se tratează proiectarea instalațiilor electrice de iluminat, bazate pe principiile și normele tehnicii iluminatului modern.

Capitolele 6 și 7 cuprind noțiunile necesare proiectării instalațiilor de compensare a puterii reactive și de diminuare a regimului deformant din instalațiile electrice industriale.

Capitolul 8 tratează circuitele de măsură, comandă, control, protecție și circuitele de telecomunicații uzinale.

Capitolele 9 și 10 sînt consacrate instalațiilor de protecție împotriva electrocutării și instalațiilor de paratrăsnete.

Prin conținutul și modul de tratare a materialului, lucrarea îmbină calitățile unui manual universitar, caracterizat de rigoare matematică, concizie și logică, cu cele ale unui îndrumător de proiectare, prin tabelele, diagramele, nomogramele sau algoritmele pentru calculatorul electronic pe care le conține. Considerăm că în acest fel cartea va interesa nu numai pe studenți, ci și pe specialiștii care lucrează în proiectarea, construcția sau exploatarea instalațiilor electrice industriale.

Conf. dr. ing. *Emil Micu*
Institutul de învățămînt superior Baia Mare

U. TIETZE, CH. SCHENK. **Advanced Electronic Circuits (Noutăți în electronica circuitelor)** Berlin — Heidelberg — New York, Springer — Verlag, 1978, 510 pag.

În stadiul inițial al proiectării circuitelor integrate, există un singur tip de amplificator operațional și cîteva circuite digitale. Astăzi proiectul de aparate electronice trebuie să aleagă dintr-o varietate foarte mare și care crește rapid, de circuite integrate speciale. De aceea o soluție economică și competitivă a problemelor de proiectare tehnologică modernă a aparatelor electronice trebuie să se bazeze pe o selectare a circuitelor integrate dintr-un domeniu specializat. Pentru fiecare caz în parte proiectantul trebuie să decidă în care parte va folosi circuite analogice, digitale sau microprocesoare controlate.

În scopul facilitării deciziei proiectantului, cartea prezentată își propune să prezinte și să discute o mare varietate de probleme privind soluțiile tipizate sau tipizabile, a căror aplicare a fost trecută prin focul verificării experimentale.

Lucrarea conține 16 capitole:

În primul capitol se prezintă circuitele operaționale liniare și neliniare, pentru ca în al doilea să fie prezentate sursele controlate și convertoarele de impedanță. Filtrele active constituie obiectivul capitolului 3. Aici se regăsesc, pe lîngă bazele teoretice ale filtrării și realizarea diferitelor tipuri de filtre cu circuite integrate.

Amplificatoarele cu bandă largă, cu circuite integrate, sînt tratate în capitolul 4.

Capitolul 5 prezintă amplificatoarele de putere cu circuite integrate, iar capitolul 6, sursele de putere cu circuite integrate.

Comutatoarele și comparatoarele analogice sînt prezentate în capitolul 7, în special comutatoarele analogice utilizînd amplificatoare, comparatoarele analogice și triggerul Schmitt cu circuite integrate.

Generatoarele de semnal (oscilatoarele LC, oscilatoarele cu cuarț, generatoarele de funcții și multivibratoarele) sînt descrise în capitolul 8.

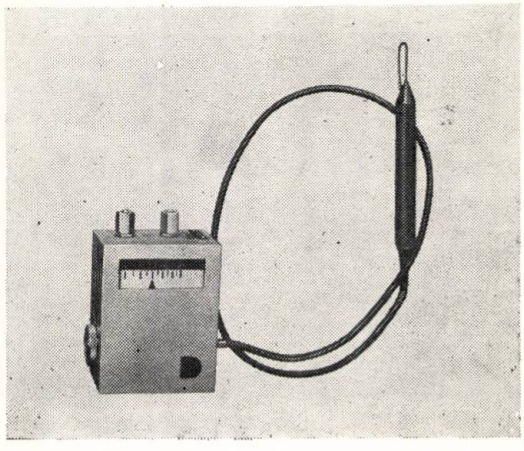
În capitolul al 9-lea se prezintă circuitele logice combinaționale cu circuite integrate, pentru ca în 10 să se prezinte circuitele logice secvențiale și proiectarea sistematică a circuitelor secvențiale

Microprocesoarele cu circuite integrate formează obiectul capitolului 11. Se tratează aici probleme de hardware pentru microprocesoare și circuite de intrare-ieșire. Filtrele digitale sînt prezentate în capitolul 12.

Echipamentul pentru transmiterea datelor și display este descris în capitolul 13, inclusiv detectarea și corectarea erorilor, pentru ca în capitolul 14 să se prezinte convertoarele digital-analogic și analog-digitale cu circuite integrate. Circuitele de măsurare sînt analizate în capitolul 15, în tip ce regulatoarele electronice cu circuite integrate sînt analizate în capitolul 16.

Din bogata tematică arătată aici rezultă și aria largă de interes a cărții, care va interesa neîndoios pe toți cercetătorii și proiectanții de aparate electronice, de tehnică de calcul și automatizări.

Florin Stănciulescu



Nu numai condiţionarea aerului .....
... dar şi multe ramuri industriale sînt domeniile de utilizare a

REGULATORULUI PNEUMATIC DE TEMPERATURA, PROPORTIONALA, tip 621 03

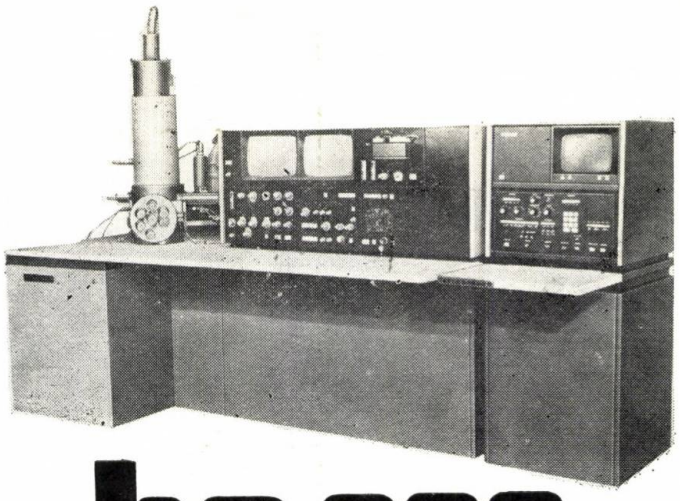
echipat cu un palpator capilar cu 7 grame de reglaj în plaja a -40 la +210°C - cu un rezervor de protecţie din oţel inoxidabil, cu un dispozitiv de reglare manuală a valorilor dorite, furnizînd un semnal pneumatic de 20-100 kPa.

Fabricant:
ZPA Jinonice,
Uzina Netolice

Exportator

EXPORT IMPORT KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

Jankovcova 2,
170 88 Praga 7,
Cehoslovacia



bs 300

TESLA

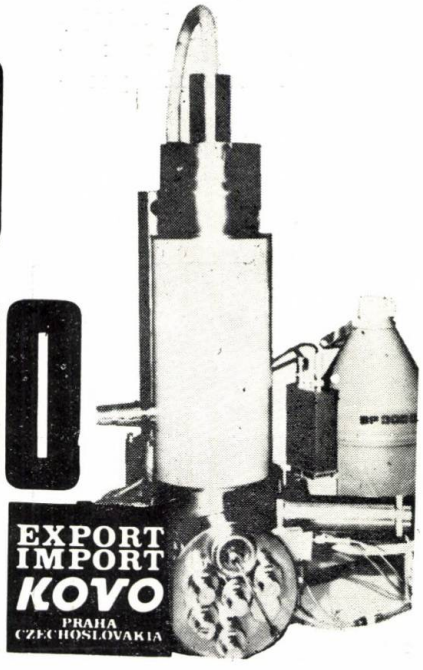
Acest aparat construit ca material adiţional pentru microscopul cu baleiaj TESLA BS 300 şi BS 350 permite efectuarea analizei calitative a obiectului studiat pe cale nedistructivă, cu o sensibilitate pînă la 10^{-15} g. Aparatul funcţionează cu un detector Si(Li) făcit în mediu cu azot lichid ; acest detector înregistrează radiaţiile caracteristice ale elementelor cu numărul atomic 11 (Na) pînă la 92(U). Semnalul electric este trecut printr-un analizor multicanal, el rezultă dintr-o reprezentare de spectre pe ecran.

Parametrul fundamental al aparatului este capacitatea sa de rezolvare (200 eV) precizată ca lărgime completă a limitei mijlocului înălţiimii sale ; energia liniei spectrale MnK α a emitorului de raze radioactive Fe^{55} este de 5,89 la viteza de 1 000 impulsuri pe secundă şi la o constantă de timp de 12 μs.

Aparatul se pretează la toate operaţiile de cercetare, de precizare şi industriale la care se cere o microanaliză rapidă a obiectului studiat.

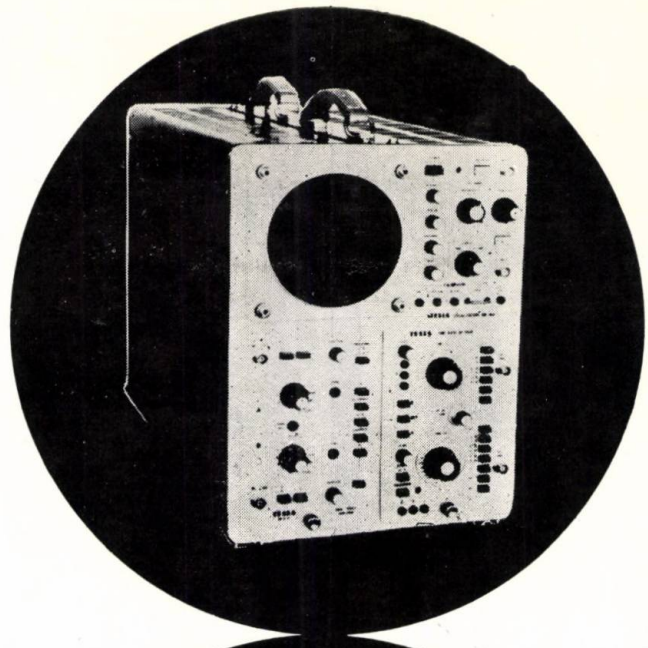
MICROANALIZOR DE ENERGIE DISPERSIVĂ DE RAZE X

bp 3000



Întreprinderea de comerţ exterior KOVO
Jankovcova 2,
170 88 Praga 7,
Cehoslovacia

PUBLICOM



bm 564

OSCILOSCOP

Osciloscopul BM 564 este un aparat complet tranzistorizat destinat pentru observarea și măsurarea regimurilor periodice în banda de frecvență cuprinsă în 0 și 80 Hz.

Cofretul principal conține unitatea de vizualizare cu tubul catodic și circuitul pentru reglarea spotului luminos, un amplificator, un calibror și circuite de alimentare stabilizate. Ecranul fluorescent al tubului catodic ese plan, iar suprafața sa exploatabilă maximă este de 60×100 mm, remanența sa este de durată medie. Dimensiuni : 285×405×610 mm, masa 18 kg. Se livrează la comandă specială și contra supliment următoarele accesorii :

Amplificator de derivație verticală BP5641 (cu două canale) în domeniile de frecvență :

- tensiunea continuă 0 la 80 MHz—3 dB în regim ±1 dB
- tensiunea alternativă 10 Hz la 80 MHz — — 3 dB în regim ±10 dB.

Aparatajul de scintilație (Sampling) permite observarea a două regimuri periodice, măsurarea amplitudinii și a parametrilor de timp în banda de 0 la 1 000 MHz.

Baza de timp BP 5646 cuprinde două baze independente de 1 A, care pot funcționa independent în serviciu continuu sau o singură dată.

Echipat cu unitate de derivație verticală cu două canale BP 5641 și cu baza de timp BP 5646, osciloscopul permite efectuarea celor mai exigente măsurări de laborator.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

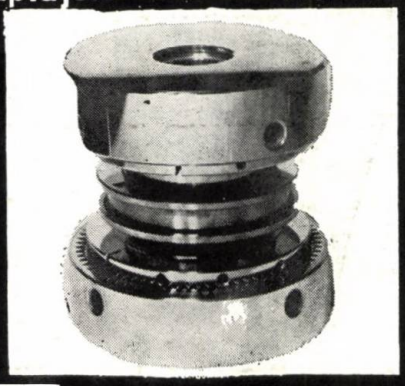
ÎNTREPRINDEREA DE COMERȚ EXTERIOR KOVO

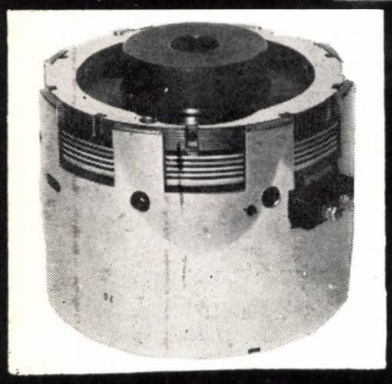
Jankovcova 2, 170 88 Praga 7, Cehoslovacia,

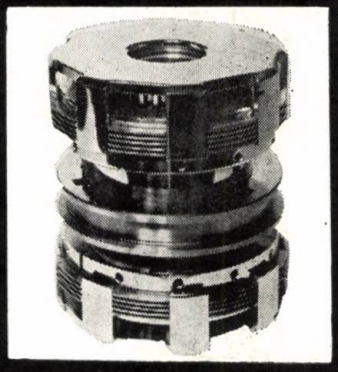
PUBLICOM

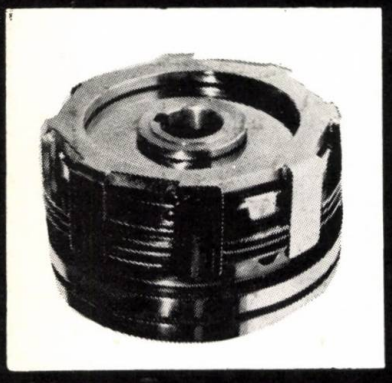
Dimensiuni mici—randament mare

sînt avantajele cuplajelor industriale din programul de fabricaţie al uzinei "Prèrovské strojirny"









pentru:

- profile automate de producţie
- valţuri
- excavatoare
- maşini-unelte
- instalaţii climatice
- maşini-textile
- ventilatoare de răcire la motoare auto etc.

Fabricant :

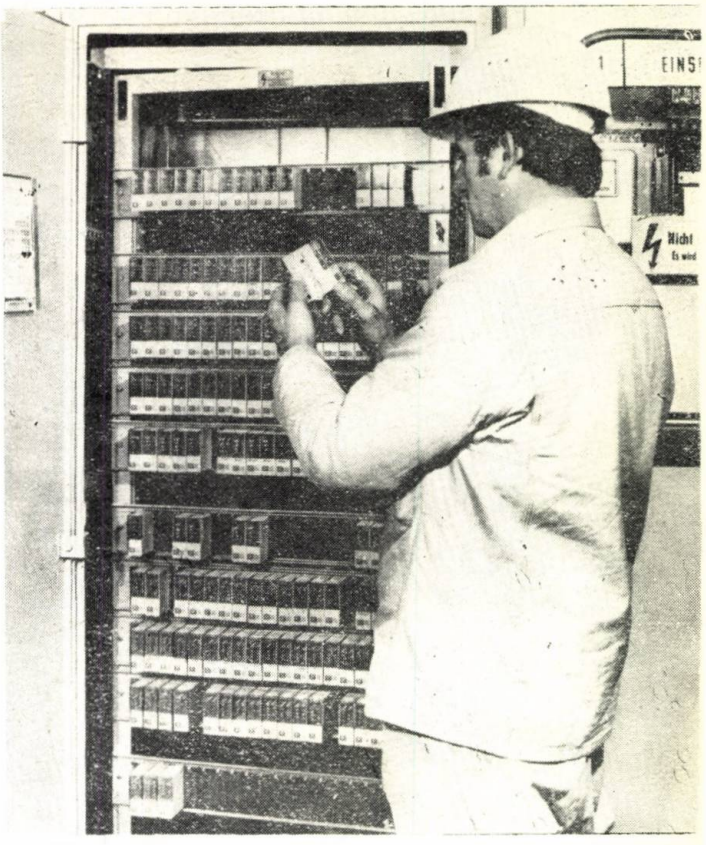
PREROVSKE STROJIRNY

Un alt sortiment de cuplaje acţionat electric sau mecanic şi cuplaje elastice, livrează:

Exportatorul :

pragoinvest

180 56 Praga 9, Cehoslovacia



Un sistem cu sistem

Rezolvarea soluţiilor automatizării prevăzute impune deseori multiple probleme de protecţie a comenzii şi a releelor. De ce să căutăm aparate, dacă există deja de cîţiva ani un asemenea sistem verificat cu succes. Cu modulele sale cu şi fără contacte de intrare, racordare, ieşire şi de avizare, sistemul RELOG este universal utilizabil. El oferă posibilităţi necesare în construcţia de instalaţii de protecţie compacte şi cu spaţiu redus şi se adaptează la concepţia modernă a reţelelor. Chiar metode diferite de cablare nu sînt o problemă. Dacă doriţi să construiţi sistemul dv. pe bază de conexiuni, de lipire, cu cleme sau pe bază de legătură cu bobine RELOG vă corespunde tuturor dorinţelor. El poate fi folosit în toate situaţiile.
Informaţii detaliate vă oferă :

Ambasada R. D. G. în R. S. R.

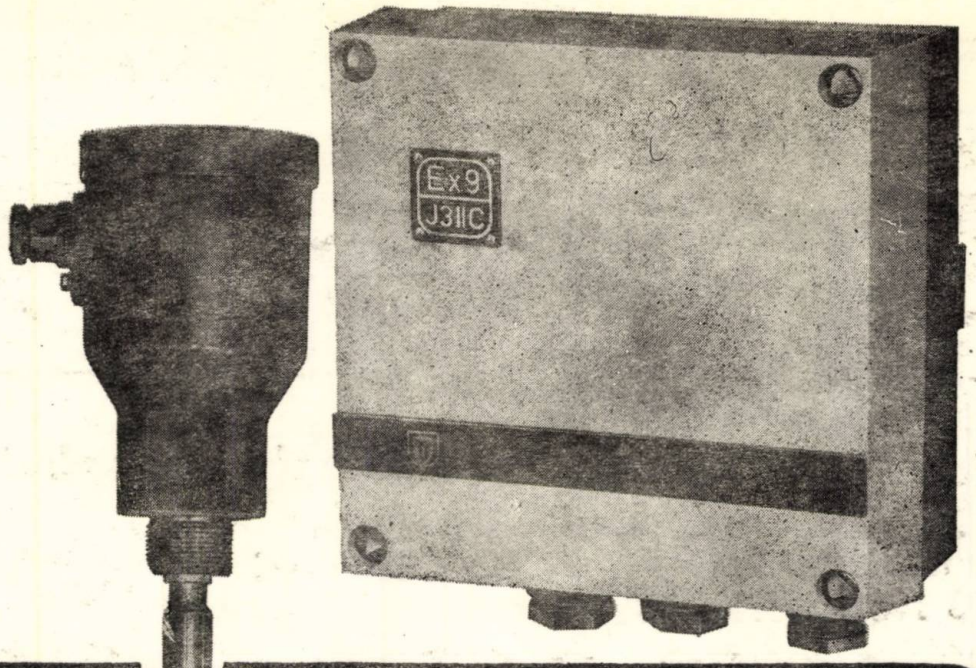
Agenţia economică. Secţia bunuri de consum electrice, elemente de construcţii şi tehnica automatizării,

Bucureşti, Calea Dorobanţi 14

DDR-AUTOMATISIERUNGSGERÄTE

VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow
STAMMBETRIEB
DES KOMBINATES VEB EAW

EXPORTEUR **HEIM-ELECTRIC**
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 1026 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE



SHL

INDICATOR CAPACITIV AL LIMITELOR DE NIVEL-SHL PENTRU INDICAREA NIVELULUI MAXIM SAU MINIM

Ce

materiale granulate, friabile sau lichide, conducătoare sau neconducătoare de electricitate.

Cum

putere 0—300 pF, sensibilitate 1,5 pF, releu de ieşire 0,5 A/220 V, 50 Hz, grad de garanţie IP 54

Unde

în rezervoare, alimentatoare, silozuri sau cisterne, în medii agresive sau sanitare

Pentru că

se poate utiliza chiar şi în medii primejdioase aparatul are preţ avantajos.

Aparatul se poate folosi chiar în medii care prezintă riscuri de deflagraţie, pentru categoria celor inflamabile prin scîntei şi pentru categoria a II-a de protecţie contra scînteilor — prezentare Ex9 J311C.

FABRICANT:

ZPA JINOVICE, UZINA

ÚSTÍ NAD LABEM

EXPORTATOR:

EXPORT IMPORT KOVO

PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

Jankovcova 2,
170 88 Praga 7,
Cehoslovacia

PUBLICOM

1980 FEB 7

Participaţi la programul nostru complet din cadrul expoziţiei ELECTRONICA—ELECTROTEHNICA, organizată la Sala Palatului, Bucureşti 12—16 Noiembrie, 1979

- Măsurarea sunetelor
- Măsurarea vibraţiilor
- Excitatoare de vibraţii
- Electroacustică
- Analizatoare de frecvenţă şi înregistrarea datelor
- Diagnosticarea cu ajutorul ultrasunetelor

B K **Brüel & Kjær** Danemarca

primii în domeniul sunetului şi vibraţiilor

PUBLIC

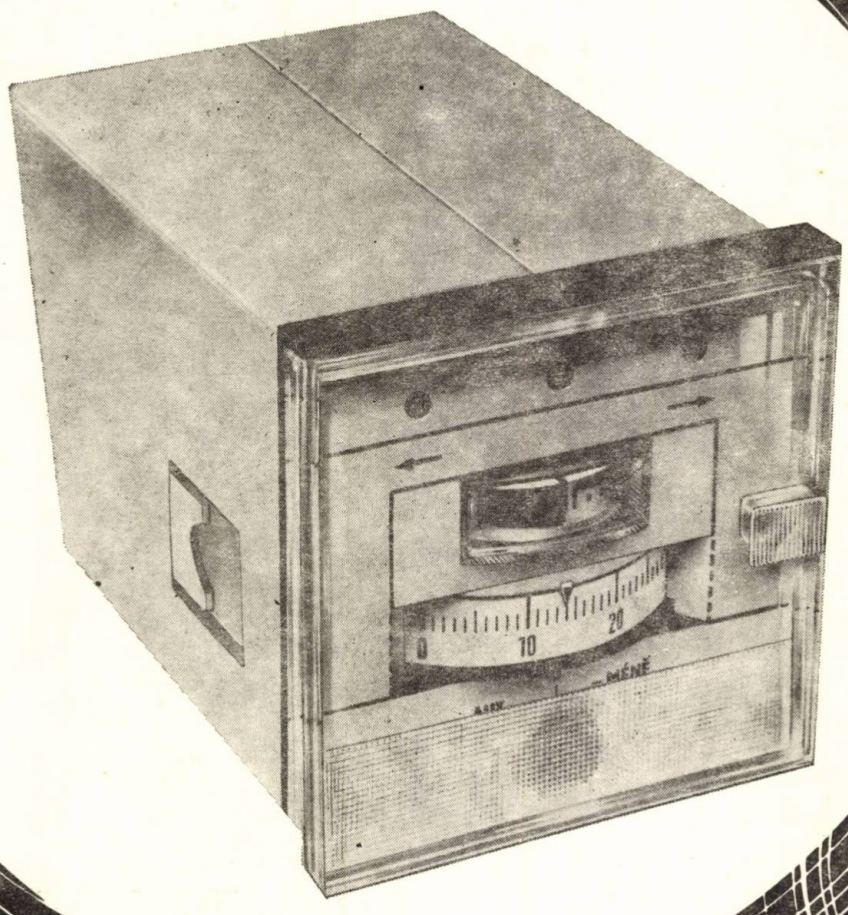
E 2040/1

Victor

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 27 • Nr. 8 • NOIEMBRIE 1979



REGULATOARE ELECTRONICE–SERIA TRS

destinate pentru reglarea temperaturii şi a altor mărimi fizice convertibile în semnal electric :

— reglarea a două sau trei poziţii
— transmisie PD
— indicarea abaterilor de reglaj
— semnalizare prin diode luminescente
— puterea de comutaţie pînă la 1 500 VA

Se racordează la termometre cu rezistenţă electrică sau termoelectrice sau la transmiterea cu rezistenţă.

Exportator :

INTREPRINDEREA DE COMERŢ EXTERIOR KOVO

Jankovcova 2,
170 88 Praga 7,
Cehoslovacia

PUBLICOM

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 27 Nr. 8 noiembrie 1979

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.322–18

TURBOGENERATOARE
CONSTRUCŢIE, PROIECTARE
CIRCUITE ELECTROMAGNETICE

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl. : **Unele aspecte constructive ale turbogeneratoarelor cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare. Partea I.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, nov 1979, p. 321

Lucrarea prezintă principalele probleme cu care se confruntă, în prezent, proiectarea şi construcţia de turbogeneratoare cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare. Se analizează în principal trei domenii distincte : problemele circuitelor electromagnetice, probleme mecanice şi probleme termice.

În partea I a lucrării sînt expuse primele două probleme în care accentul principal s-a pus pe fenomenele electromagnetice specifice maşinii cu înfăşurarea de excitaţie supraconductoare.

În partea a II-a, care va apare în următorul număr al revistei, se prezintă unele probleme ale răcirii şi izolaţiei termice.

CZ 621.313.3

GIROMOTOARE
OPTIMIZARE
CALCUL

Nicolaide, A., Scutaru, Gh., Comănescu, N. : **Stabilirea unei metodici de calcul pentru optimizarea giromotoarelor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, nov 1979, p. 329

În lucrare se prezintă o metodică pentru optimizarea giromotoarelor utilizînd programe de calcul întocmite în limbaj FORTRAN.

În cadrul acesteia se urmăreşte realizarea valorii maxime a indicatorului sintetic de performanţă pentru giromotoare, reprezentat de raportul dintre momentul cinetic şi masa giromotorului şi determinarea parametrilor constructivi principali, pentru asigurarea unor valori optime ale parametrilor de funcţionare.

CZ 621.314.66

MOTOARE ELECTRICE
MUTATOARE
CONSTRUCŢIE

Răduţi, C., Crăciunescu, A., Rogobete, G., Olaru, N. : **Asupra construcţiei motoarelor electrice de curent continuu alimentate prin mutatoare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, nov 1979, p. 334

Datorită calităţilor de reglare, ansamblul mutator comandat-motor de curent continuu domină cu autoritate acţionările electrice de mare suplete. Dar, pentru a se asigura o eficienţă maximă şi o deplină siguranţă în exploatare, construcţia motorului de curent continuu trebuie adaptată noilor condiţii de alimentare. După ce se examinează problematica specifică, în lucrare se analizează măsurile constructive care trebuie luate pentru a asigura o mare viteză de răspuns, micşorarea pierderilor suplimentare şi asigurarea unei comutaţii corespunzătoare.

CZ 621.313 : 621.3.029

MOTOARE PAS CU PAS
MICROPROCESOARE

Măgureanu, R., Pânzar, C. : **Comanda prin microprocesoare a motoarelor pas cu pas.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, nov 1979, p. 342

În acest articol se tratează despre comanda motoarelor pas cu pas prin microprocesoare, prezentîndu-se un sistem care produce pulsuri sinusoidale de frecvenţă variabilă pentru comanda unui motor pas cu pas la viteză variabilă.

CZ 621.313.333

MOTOR ASINCRON LINIAR
TIP CILINDRIC
ACŢIONAREA CIOCANELOR DE FORJAT

Peşteanu, O., Ţaţa, M. : **Motor asincron liniar de tip cilindric utilizat la acţionarea unui ciocan de forjat.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, nov 1979, p. 347

În lucrare se prezintă avantajele utilizării la acţionarea ciocanelor de forjat a unui motor asincron liniar de tip cilindric. Se determină ecuaţiile de mişcare a berbecului ciocanului şi se precizează cîteva consideraţii referitoare la proiectarea motorului asincron liniar de tip cilindric.

CZ 628.9.037

ILUMINAT ELECTRIC FLUORESCENT
CLIMATIZARE
ECONOMIE DE ENERGIE

Pop, Fl. : **Iluminatul electric fluorescent integrat.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, nov 1979, p. 352

Articolul cuprinde date privind urmărirea funcţionării unei instalaţii integrate de încălzire-climatizare-iluminat, răspunzînd problemelor de economisire a energiei primare.

CZ 621.315.229 : 669.71

CRIOELECTROTEHNICĂ
ALUMINIU

Niculescu, D., Cruceanu, E. : **Aluminiul şi crioelectrotehnica.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, nov 1979, p. 356

Se tratează probleme privind folosirea cablurilor criorezistive în transportul energiei electrice în vederea economisirii acesteia.

CZ 621.3.016

CUPLOARE OPTOELECTRONICE
APLICAŢII ANALOGICE ŞI DIGITALE

Dună, Il. : **Optocuploarele electronice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, nov 1979, p. 361

Lucrarea tratează despre cuploarele optoelectronice.

Se definesc parametrii sistemului şi performanţele pe care trebuie să le realizeze acesta.

Articolul prezintă în continuare aplicaţii analogice şi digitale, scheme practice, precum şi exemple de calcul.

În încheiere sînt expuse o serie de avantaje ale utilizării optocuploarelor electronice, precum şi posibile utilizări ale acestora în viitor la sisteme conectate de calculatoare

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.322–81

ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ
КОНСТРУКЦИЯ, ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

Пушкашу, С., Штефэнеску, Фл.: **Некоторые конструктивные виды турбогенераторов со сверхпроводящей возбуждающей намоткой. I часть.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, ноябрь 1979, стр. 321

Работа содержит основные проблемы с которыми сравниваются в настоящее время проектирование и конструкция турбогенераторов со сверхпроводящей возбуждающей намоткой. В основном анализируются три особые области: проблемы электромагнитных цепей, механические и термические проблемы.
В первой части работы представлены первые две проблемы в которых подчеркиваются электромагнитные явления, специфические машине с возбуждающей сверхпроводящей намоткой.
Во второй части, которая появится в последующем номере, представляются некоторые проблемы охлаждения и термической изоляции.

УДК 621.313.3

ГИРОМОТОРЫ
ОПТИМИЗАЦИЯ
РАСЧЕТ

Николаиде, А., Скутару, Г., Комэнеску, Н.: **Установление методики расчета для оптимизации гиромоторов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, ноябрь 1979, стр. 329

В работе представлена методика оптимизации гиромоторов, употребляя программы расчёта в языке ФОРТРАН. В её области добивается осуществление максимального значения синтетического индикатора достижения гиромоторов, представляемого отношением между кинетическим моментом и массой гиромотора и определением основных конструктивных параметров для обеспечения некоторых оптимальных значений параметров функционирования.

УДК 621.314.66

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
КОНСТРУКЦИЯ

Рэдуци, К., Крэчунеску, А., Рогобете, Г., Олару, Н.: **Конструкция электрических двигателей постоянного тока, снабженных преобразователями.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, ноябрь 1979, стр. 334

Благодаря качествам регулирования, совокупность заказанного преобразователя-двигателя постоянного тока возвышается над электроприводом большой гибкости. Для обеспечения максимальной эффективности и полной безопасности в действии конструкция двигателя постоянного тока должна приспособляться новым условием снабжения. После обсуждения специфической проблематики, в работе анализируются конструктивные меры, которые должны быть приняты для обеспечения большой скорости ответа, уменьшения дополнительных потерь и обеспечения соответствующего переключателя.

УДК 621.313 : 621.3.029]

ШАГОВЫЕ ДВИГАТЕЛИ
МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Мэгуряну, Р., Пынзар, К.: **Управление микропроцессорами шаговых двигателей.**

Е.Е.А. –**Electrotehnica 27,** nr. 8, ноябрь 1979, стр. 342

В этой статье трактуется управление шаговых двигателей микропроцессорами, представляя такую систему, которую создает синусоидальное биение переменной частоты для управления шагового двигателя с переменной скоростью.

УДк 621.313.333

АСИНХРОННЫЙ ЛИНЕЙНЫЙ
ДВИГАТЕЛЬ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ВИДА
ДЕЙСТВИЕ КУЗНЕЧНЫХ МОЛОТ

Пештеану, О., Цаца М.: **Асинхронный линейный двигатель цилиндрического вида использованный при действии кузнечного молота.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, ноябрь 1979, стр. 347

В работе представлены преимущества использования при действии кузнечных молот асинхронного линейного двигателя цилиндрического вида. Определяют управление движения барашка молота и уточняют некоторые соображения, относящиеся к проектированию асинхронного линейного двигателя цилиндрического вида.

УДК 628.9.037

ФЛУОРЕСЦЕНТНОЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ОСВЕЩЕНИЕ
КЛИМАТИЗАЦИЯ
ЭКОНОМИЯ ЭНЕРГИИ

Поп, Фл.: **Интегральное флуоресцентное электрическое освещение.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, ноябрь 1979, стр. 352

Статья содержит данные, которые рассматривают наблюдение функционирования интегрального оборудования нагрева-климатизации — освещения, отвечая проблемам экономии первоначальной энергии.

УДК 621.315.229 : 669.71

КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
АЛЮМИНИЙ

Никулеску, Д., Кручеану, Е.: **Алюминий и криоэлектротехника.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, ноябрь 1979, стр. 356

Анализируются проблемы смотря на использование криорезистивных кабелей в транспортировании электрической энергии с целью её экономии.

УДК 621.3.016

ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКИЙ
ЭЛЕМЕНТ

Дунэ, Ил.: **Электронно-оптический элемент.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 27,** nr. 8, ноябрь 1979, стр. 361

Работа занимается электронно-оптимическими элементами.
Устанавливаются параметры система и характеристики которые он надо осуществлять.
Дальше статья изображает анологические и цифровые применения, практические схемы а также примеры расчёта.
В конце стати изложены прейумщество использования электронно оптического элемента и возможные употребления этого в будущем.

INHALT

DK 621.313.322–81

TURBOGENERATOREN
HERSTELLUNG, PROJEKTIERUNG
ELEKTROMAGNETISCHE KREISE

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl. : **Einige bauliche Aspekte der Turbogeneratoren mit supraleitender Erregerwicklung. I Teil.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27,** Nr. 8, November 1979, S. 321

Die Arbeit schildert die wichtigsten Probleme, mit denen sich die Projektierung und Herstellung der Turbogeneratoren mit supraleidender Erregerwicklung zur Zeit auseinandersetzt. Im wesentlichen werden drei unterschiedliche Bereiche analysiert: Probleme der elektromagnetischen Kreise, mechanische und thermische Probleme.

Im ersten Teil der Arbeit sind die ersten zwei Probleme dargestellt, wobei das Gewicht auf die elektromagnetischen Erscheinungen der Maschinen mit supraleitender Erregerwicklung gelegt wird.

Im zweiten Teil, der in der nächsten Nummer der Zeitschrift erscheint, werden einige Kühlungsprobleme und Probleme der thermischen Isolierung behandelt.

DK 621.313.3

GYROMOTOREN
OPTIMIERUNG
BERECHNUNG

Nicolaide, A., Scutaru, Gh., Comănescu, N. : **Festsetzung einer Berechnungsmethode für die Optimierung der Gyromotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, Nr. 8, November 1979, S. 329

Es wird eine Methode für die Optimierung der Gyromotoren vorgestellt, wobei in FORTRAN-Sprache aufgestellte Berechnungsprogramme verwendet werden. Im Rahmen der Berechnungsmethode wird die Verwirklichung des Höchstwertes eines synthetischen Leistunsfähigkeitsanzeigers für Gyromotoren verfolgt. Dieser Anzeiger ist das Verhältnis zwischen dem kinetischen Moment und der Masse des Gyromotors.

Es wird die Bestimmung der Hauptbauparameter für optimale Werte der Betriebsparameter verfolgt.

DK 621.314.66

ELEKTRISCHE MOTOREN
STROMRICHTER
KONSTRUKTION

Răduți, C., Crăciunescu, A., Rogobete, G., Olaru, N. : **Uber die Konstruction der durch Stromrichter versorgten Gleichstromelektromotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, Nr. 8, November 1979, S. 334

Infolge ihrer Regelungseigenschaften beherrscht die Baugruppe gesteuerter Stromrichter — Gleichstromotor mit Autorität die elektrischen Antriebe grosser Empfindlichkeit. Um maximale Leistungsfähigkeit und vollkommene Betriebssicherheit zu sichern, muss jedoch die Konstruktion des Gleichstrommotors den neuen Speisungsbedingungen angepasst werden. Nachdem die spezifische Problematik untersucht wird, werden in der Arbeit konstruktive Massnahmen analysiert, die getroffen werden müssen, um eine grosse Ansprechgeschwindigkeit, Herabsetzung der zusätzlichen Verluste und eine entsprechende Schaltung zu gewährleisten.

DK 621.313 : 621.3.029

SCHRITTMOTOREN
MIKROPROZESSOREN

Măgureanu, R., Pânzar, C. : **Schritttmotorensteuerung durch Mikroprozessoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, Nr. 8, November 1979, S. 342

Im Artikel wird eine Schrittmotorensteuerung behandelt und ein System beschrieben, das sinusförmige Impulse variabler Frequenz für die Steuerung eines Schrittmotors bei variabler Geschwindigkeit erzeugt.

DK 621.313.333

LINEARER ASYHNCHRONMOTOR
ZYLINDERTYP
BETÄTIGUNG DER AMBOSSHÄMMER

Peșteanu, O., Țața, M. : **Linearer Asynchronmotor Typ Zylinder, der bei der Betätigung eines Ambosshammers verwendet wird.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, Nr. 8, November 1979, S. 347

In der Arbeit werden die Vorteile der Verwendung eines linearen Asynchronmotors Typ Zylinder bei der Betätingung der Ambosshämmer geschildert.

Es werden die Bewegungsgleichungen des Hammerbärs bestimmt und einige Betrachtungen bezüglich des Entwerfens des linearen Asychronmotors Typ Zylinder angegeben.

DK 628.9.037

FLUORESZIERENDE, ELEKTRISCHE BELEUCHTUNG
KLIMATISIERUNG
ENERGIEEINSPARUNG

Pop, Fl. : **Integrierte, fluoreszierende, elektrische Beleuchtung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, Nr. 8, November 1979, S. 352

Der Artikel umfasst Daten bezüglich der Beobachtung einer integrierten Heizungs-Klimatisierungs-Beleuchtungsanlage, die den Einsparungsproblemen der primären Energie entsprechen.

DK 621.315.229 : 669.71

KRYOELEKTROTECHNIK
ALUMINIUM

Niculescu, D., Cruceanu, E. : **Das Aluminium und die Kryoelektrotechnik.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, Nr. 8, November 1979, S. 366

Es werden Probleme hinsichtlich der Verwendung kryoresistiver Kabel bei der Übertragung von elektrischer Energie im Hinblick auf die Energieeinsparung behandelt.

DK 621.3.016

OPTOELEKTRONISCHEN KOPPLER
ANALOGISCH—DIGITALEN VERWENDUNGEN

Dună, Il. : **Optoelektronischen Koppler.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, November. 1979, p. 361

Der Vortrag spricht über die optoelektronischen Koppler, Es werden die Systemparametern und die Höchstleistungen, die diese durchführen sollen, definiert.

Der Artikel führt weiter die analogischen und digitalen Zuführungen vor, praktische Schemen und Rechnungsbeispiele.

Zum Schluss sind eine Serie von Vorzügen der Verwendung der optoelektronischen Koppler dargelegt, wie auch die möglichen Benützungen dieser in Zukunft.

CONTENTS

DC 621.313.322–81

TURBO—GENERATORS
CONSTRUCTION—DESIGN
ELECTROMAGNETIC CIRCUITS

Pușcașu, S., Ștefănescu, Fl. : **Some construction aspects of the turbogonerators with superconductors excited winding. Part 1.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, nov 1979, p. 321

The paper presents the main problems raised at present by the design and construction of the turbogenerators with superconductors excited winding. Three distinct problems are analysed in the main : the electromagnetic circuits problems, mechanical problems and thermic problems.

The first part of the paper deals with the first two problems stress being layed upon the electromagnetic phenomena peculiar to the superconductor excitation winding machine.

The second part, which will appear in the next monthly issue presents some problems in connection with the thermic insulation cooling.

DC 621.313.3

GYROMOTORS
OPTIMIZATION
COMPUTATION

Nicolaide, A., Scutaru, Gh., Comănescu, N. : **Establishing a computation method for the gyromotors optimization.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, nov 1979, p. 329]

An optimization method for gyromotors by using FORTRAN computation programs is proposed. The purpose of this method is to achieve maximum values for a synthetic performance indicator represented by the ratio of the kinetic moment to the mass of the gyromotor and to determine the main construction parameters ensuring some optimal values of the operating parameters.

DC 621.314.66

ELECTRIC MOTORS
MUTATOR
CONSTRUCTION

Răduți, C., Crăciunescu, A., Rogobete, C., Olaru, N. : **On the mutator supplied d.c. electric motors construction.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, nov 1979, p. 334]

Due to its regulating qualities the mutator controlled d.c. motor dominates the electric drives of high suppleness. But for providing maximum efficiency and a complete performance reliability, the d.c. motor construction must be adapted to the new suppling conditions. After a close investigation of the specific problems, the paper analyses the construction measures to be taken to provide a high response speed, additional losses reduction and adequate switching.

DC 621.313 : 621.3.029

STEP-BY-STEP MOTORS
MICROPROCESSORS

Măgureanu, R., Pânzar, C. : **Microprocessors controlled step-by-step motors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, nov 1979, p. 342

This article deals with the microprocessors controlled step-by-step motors, a system producing synusoidal variable frequency pulses for variable speed step-by-step motor control being presented.

DC 621.313.333

LINEAR ASYNCHRONOUS MOTOR
FORGING HAMMER DRIVING
CYLINDRICAL TYPE

Peşteanu, O., Ţaţa, M. : **Linear asynchronous motor of cylindrical type used to drive a forging hammer.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, nov 1979, p. 347

The paper presents the advantages obtained when driving forging hammers with the aid of a cylindrical type linear asynchronous motor. The hammer ram motion equations are determined and some considerations refering to the linear asynchronous motor design are specified.

DC 628.9.037

FLUORESCENT ELECTRIC LIGHTING
AIR-CONDITIONING
ENERGY SAVING

Pop, Fl. : **Integrated fluorescent electric lighting.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, nov 1979, p. 352

The article comprises data regarding the performance control of an integrated heating-air-conditioning-lighting system answering the primary energy saving problems.

DC 621.315.229 : 669.71

CRYOELECTROTECHNICS
ALUMINIUM

Niculescu, D., Cruceanu, E. : **Aluminium and Cryoelectrotechnics.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, nov 1979, p. 356

Problems regarding the use of cryoresistive cables in the power transmission for energy saving purposes are discussed.

DC 621.3.016

OPTOELECTRONIC COUPLERS

Dună, Il. : **Optoelectronic couplers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, nov 1979, p. 361

This article reffers to optoelectronic devices.

It defines the parameters of the system and characteristics the device should fullgill.

Further on the author presents some of the advantages in designing instalations with optoelectronic devices and it shows possible trends of using in the computers links.

S O M M A I R E

CD 621.313.322 – 81

TURBOGÉNÉRATEURS
CONSTRUCTION, DESING
CIRCUITS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl. : **Quelques aspects constructifs des turbogénérateurs avec enroulement d'excitation supraconducteur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, novembre 1979, p. 321

L'ouvrage présente les principaux problèmes avec lesquels sont confrontés, à présent, le design et la construction de turbogénérateurs à enroulement d'excitation supraconducteur. On y analyse essentiellement trois domaines distincts : problèmes des circuits électromagnétiques, problemes mécaniques et problèmes thermiques.

Dans la première partie de l'étude on expose les premiers deux problèmes dans le cadre desquels l'accent principal a été mis sur les phénomènes électromagnétiques spécifiques à la machine à enroulement d'excitation supraconducteur.

Dans la deuxième partie qui va paraître dans le numéro prochain de la revue on présente quelques problèmes du refroidissement et de l'isolation thermique.

CD 621.313.3

GYROMOTEURS
OPTIMISATION
CALCUL

Nicolaide, A., Scutaru, Gh., Comănescu, N. : **Application d'une méthode de calcul pour l'optimisation des gyromoteurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, no. 8, novembre 1979, p. 329

Dans cette étude on présente une méthode pour l'optimisation des gyromoteurs en utilisant des programmes de calcul réalisés en langage Fortran.

Dans le cadre de cette méthode on a pour but la réalisation de la valeur maximum de l'indicateur synthétique de performance pour les gyromoteurs, représenté par le rapport entre le moment cinétique et la masse du gyromoteur et la détermination des principaux paramètres constructifs pour assurer des valeurs optimales des paramètres de fonctionnement.

CD 621.314.66

MOTEURS ÉLECTRIQUES
MUTATEURS
CONSTRUCTION

Răduţi, C., Crăciunescu, A., Rogobete, G., Olaru, N. **Sur la construction des moteurs électriques de courant continu alimentés par mutateurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, no. 8, novembre 1979, p. 334

Grace aux qualités de réglage, l'ensemble mutateur commandé-moteur de courant continuu domine les actionnements électriques d'une grande flexibilité. Mais, pour assurer une efficience maximum et une fiabilité complète, la construction du moteur de courant continu doit être adaptée aux nouvelles conditions d'alimentation. Dans l'ouvrage on examine les problèmes specifiques, ensuite on analyse les mesures constructives nécessaires pour assurer une grande vitesse de réponse, la diminution des pertes supplémentaires et la réalisation d'une commutation adéquate.

CD 621.313 : 621.3.029

MOTEURS PAS À PAS
MICROPROCESSEURS

Măgureanu, R., Pânzar, C. : **La commande des moteurs pas à pas par microprocesseurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, no. 8, novembre 1979, p. 342

Dans cet article on aborde le domaine de la commande des moteurs pas à pas au moyen des microprocesseurs ; on y présente un système qui génère des impulsions sinusoïdales de fréquence variable pour la commande d'un moteur pas à pas à vitesse.

CD 621.313.333

MOTEUR ASYNCHRONE LINÉAIRE
TYPE CYLINDRIQUE
ACTIONNEMENT DES MARTEAUX À FORGER

Peşteanu, O., Ţaţa, M. : **Moteur asynchrone linéaire de type cylindrique utilisé à l'actionnement d'un marteau à forger.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, no. 8, novembre 1979, p. 347

Dans l'étude on présente les avantages de l'utilisation d'un moteur asynchrone linéaire de type cylindrique à l'actionnement des marteaux à forger. On détermine les équations de déplacement du bélier du marteau et l'on précise quelques considérations sur le design du moteur asynchrone linéaire de type cylindrique.

CD 628.9.037

ÉCLAIRAGE ÉLECTRIQUE FLUORESCENT
CLIMATISATION
ÉCONOMIE D'ÉNERGIE

Pop, Fl. : **Èclairage électrique fluorescent intégré.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, no. 8, novembre 1979, p. 352

L'article contient des données sur le contrôle du fonctionnement d'une instalation intégrée de chauffage-climatisation-éclairage, abordant l'aspect des problèmes d'économie d'energie primaire.

CD 621.315.229 : 669.71

CRYOÉLECTROTECHNIQUE
ALUMINIUM

Niculescu, D., Cruceanu, E. : **L'aluminium et la cryoélectrotechnique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, novembre 1979, p. 356

On y aborde des problèmes se référant à l'utilisation des cables cryorésistifs au transport de l'énergie électrique en vue de l'économie de celle-ci.

CD 621.3.016

COUPLEURS OPTOÉLECTRONIQUE
APPLICATION ANALOGUES ET NUMERIQUES

Dună, Il. **Coupleurs optoélectronique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 27**, nr. 8, novembre 1979, p. 361

Cet article se reffere aux dispositives optoeléctroniques.

On explique les paramètres et les caractéristiques que le système doit y réaliser.

L'ouvrage presente des application analogues et numériques, des schémas pratiques, aussi que des exemples à calculer.

En fin, l'auteur indique des avantages de l'utilisation des coupleurs, electroniques, et les possibles applications dans les reseaux des calculateurs.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 6

CZ 621.313.322-81

TURBOGENERATOR
CONSTRUCŢIE, PROIECTARE
CIRCUITE ELECROMAGNETICE

Unele aspecte constructive ale turbogeneratoarelor cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare. Partea I-i.

SILVIU PUŞCAŞU, FLORIAN ŞTEFĂNESCU* — Craiova

Introducere

După opiniile specialiştilor [1], în condiţiile actualului ritm de dezvoltare a omenirii cerinţa de energie electrică este într-o permanentă creştere, ceea ce face ca în următorii 30 de ani să se prevadă existenţa unei puteri globale instalate totale de circa 4 000 GW, necesitînd, deci, peste 3 000 GW capacitate de producţie nouă. Concomitent cu uriaşul volum de investiţii necesar se impune şi realizarea unor generatoare de puteri unitare ridicate.

Generatoarele de curent alternativ care s-au impus în energetică au, în prezent, puteri maxime de ordinul a 1 500 MVA şi tensiuni în jurul a 35 kV fără a necesita schimbări substanţiale în tehnologia de fabricaţie. Aceasta este, aproximativ, limita practică actuală a generatoarelor convenţionale, impusă de o serie de factori tehnico-economici [2].

În asemenea condiţii, generatorul supraconductor, care reprezintă o schimbare esenţială în concepţie şi tehnologie, oferă cote de puteri mai ridicate decît pot fi realizate, practic, prin mijloace convenţionale şi poate crea şi mai multe avantaje la nivelele de putere din prezent [2].

Deşi, iniţial în lume, s-au folosit fonduri importante pentru transmiterea c.a. prin tehnici supraconductoare, se pare că totuşi, prima aplicaţie de interes eonomic major a supraconductibilităţii va fi generatorul supraconductor, spre realizarea căruia sînt concentrate eforturile mai multor echipe de cercetători. Primele modele funcţionale de generatoare supraconductoare de c.c. de puteri reduse au fost construite şi încercate în perioada 1960—1966. De atunci o serie de firme (General Electric, Westinghouse — SUA, Siemens — RFG, Compagnie Générale d'Electricité, l'Air-Liquide — Franţa, Mitsubitschi — Japonia; Electrotiajmas — URSS) şi institute (MIT — SUA, IEEE Padova — Italia, Universitatea din München — RFG, Institutul Politehnic din Leningrad — URSS) şi-au orientat preocupările pentru punerea la punct a generatoarelor de c.a., cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare.

1. Stadiul actual în realizarea generatoarelor supraconductoare

Principii constructive. Construcţia de bază a generatoarelor supraconductoare este aceeaşi ca cea a maşiniilor convenţionale, adică, sistemul de excitaţie se roteşte în interiorul indusului staţionar. Întrucît supraconductoarele au pierderi mari la amplitudini mari ale cîmpului magnetic alternativ [1, 3] acestea vor fi utilizate în exclusivitate, la realizarea înfăşurării de excitaţie în c.c. a generatoarelor sincrone.

Structura de bază a unui generator supraconductor este constituită din următoarele elemente:

— un corp rotitor intern, răcit la temperaturi apropiate de cele ale heliului lichid, care conţine o înfăşurare de excitaţie supraconductoare;

— un sistem de ecranare rotorică compus, în general, din unul sau mai multe corpuri cilindrice conductoare, aflate la temperatura mediului ambiant sau la o temperatură foarte scăzută (de exemplu, temperatura azotului lichid) care înconjoară înfăşurarea de excitaţie;

— o structură monolitică de indus la temperatura mediului ambiant formată din înfăşurarea statorică din cupru (răcită în general cu apă), din izolaţia electrică şi dintr-un suport adecvat pentru înfăşurare realizat din material izolant;

— un ecran cilindric statoric realizat din fier sau din materiale conductoare neferoase

* Dr. ing. *Puşcaşu, S.* este profesor titular, şeful catedrei de bazele electrotehnicii, Universitatea Craiova, *Florian Ştefănescu* este inginer la întreprinderea „Electroputere" — Craiova.

(de exemplu, cupru sau aluminiu), montat în exteriorul înfășurării indusului.

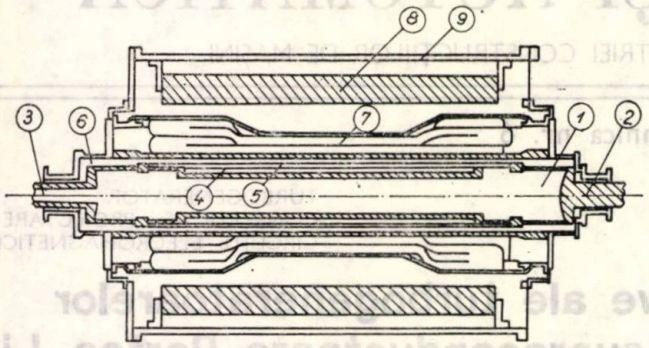


Fig. 1. Secțiune longitudinală printr-un turbogenerator supraconductor.

În figura 1, este reprezentată o secțiune longitudinală printr-un generator supraconductor [4], în care:

1 este arbore gol, în al cărui interior se menține vid;
2 — capătul arborelui cuplat cu turbina;
3 — capătul arborelui racordat la instalația de răcire și vidare;
4 — înfășurarea supraconductoare în He lichid și acoperită în exterior, pe toată lungimea, de un tub subțire din oțel inox;
5 — cilindru conductor de cupru solidar cu rotorul și menținut la temperatură scăzută, superioară lui 4,2°K, având rol de ecran termic și electromagnetic pentru înfășurarea supraconductoare;
6 — zona în care se menține vidul;
7 — înfășurarea indusului trifazat;
8 — ecran magnetic laminat;
9 — carcasă.

Probleme ale părții electrice și magnetice. În stadiul actual al realizărilor din domeniul criogeniei generatorul sincron trifazat este tipul cel mai potrivit de mașină electrică pentru utilizarea înfășurărilor supraconductoare. O condiție favorabilă este faptul că înfășurarea de excitație supraconductoare se rotește sincron cu cîmpul magnetic indus al statorului. Astfel, în condițiile ideale (adică cu sarcină permanent simetrică și neglijînd efectul armonicilor), înfășurarea supraconductoare se află, în permanență, în cîmp magnetic constant în timp.

Desigur, necesitatea de a avea valori ridicate ale cîmpului magnetic ne obligă să luăm în considerație numai supraconductoarele de tip III, tratate pe larg în lucrarea [2]. Dintre acestea, de un deosebit interes se bucură aliajele NbTi, și Nb_3Sn. În timp ce Nb_3Sn are calități electrice mai bune [4], permițînd densități de curent mai mari și o putere de refrigerare mai redusă, aliajul NbTi este mai ușor de fabricat și nu prezintă dificultăți în utilizare, nefiind fragil ca Nb_3Sn. Aliajul de NbTi se livrează sub formă de filamente subțiri supraconductoare, introduse într-o matrice de Cu în vederea stabilizării criostatice. Acesta este cel mai utilizat tip de supraconductor pentru realizarea înfășurărilor de excitație ale alternatoarelor. Diversitatea și intensitatea solicitărilor pe care supraconductoarele înfășurării de excitație trebuie să le suporte, necesită un suport potrivit pentru consolidarea acesteia. Cele mai bune rezultate practice se obțin prin încapsularea conductorilor în rășini termorezistente sau rășini epoxidice [4].

După cum se știe, în regim normal, funcționarea mașinii sincrone este însoțită de fenomenul electromagnetic de reacție a indusului. Acesta din urmă produce un cîmp magnetic ce se rotește față de înfășurarea inductoare cu viteza de rotație 2 n. Întrucît sub acțiunea acestui cîmp de frecvență 2f și a fenomenelor conexe ce însoțesc regimurile tranzitorii sau sarcinile dezechilibrate, pierderile în supraconductoare depășesc limitele permise (care pot genera și trecerea în stare de conducție normală), indusul și inductorul se „decuplează" cu ajutorul cilindrilor de amortizare.

Sistemul de ecranare rotorică trebuie să realizeze următoarele funcții:

— să ecraneze eficace, la funcționare în regim normal și de scurtcircuit, înfășurarea de excitație de cîmpurile electromagnetice asincrone față de rotor;

— să prezinte o structură potrivită pentru a suporta solicitările electromagnetice și în caz de scurtcircuit.

De asemenea, acest sistem trebuie să aibă o capacitate termică mare și să asigure o amortizare suficientă a pendulațiilor.

Astfel de sisteme de ecranare pot fi realizate din:

— ecrane la temperatură joasă, dispuse în apropierea înfășurării supraconductoare și având o temperatură cuprinsă între cîteva grade Kelvin și cîteva zeci de asemenea grade;

— ecrane la temperatura mediului ambiant dispuse în zona periferică a rotorului:

— ecrane care să fie o combinație între cele două soluții.

Deoarece între aceste cerințe apar unele contradicții trebuie adoptate unele soluții de compromis.

Într-adevăr un ecran, care să asigure o amortizare eficace a cîmpurilor magnetice asincrone în interiorul său și să micșoreze valorile puterii disipate în mașină, trebuie să fie realizat dintr-un material cu o foarte bună conductibilitate electrică. Pe de altă parte, pentru a obține o amortizare eficace a pendulărilor este necesar ca acest material să aibă o conductibilitate redusă [4]. În acest ultim caz, în

afara creşterii puterii disipate în ecran apare pericolul de a nu face faţă eforturilor electromecanice. Utilizarea unui sistem de ecranare alcătuit dintr-un singur cilindru conductor trebuie să conducă la compromisuri în ceea ce priveşte alegerea materialului, a temperaturii de lucru a ecranului astfel încît să se obţină concomitent, atît atenuarea cîmpurilor magnetice asincrone cît şi amortizarea pendulaţiilor mecanice. Multe din dificultăţile arătate pot fi înlăturate folosind un sistem de ecranare format din mai multe corpuri cilindrice de diferite rezistivităţi. Conform [4, 5] se pare că soluţia ecranului dublu este cea mai avantajoasă. Acest sistem de ecranare conţine doi cilindri concentrici:

— un cilindru interior aflat în imediata apropiere a înfăşurării de excitaţie care este realizat din material de mare conductibilitate electrică şi are rolul de a proteja înfăşurarea supraconductoare de cîmpurile magnetice asincrone, precum şi de fluxul termic radial ce provine din regiuni cu temperatura mediului ambiant; pentru acest cilindru se alege o temperatură de lucru joasă (80—100°K), care necesită un minim de putere de refrigerare în funcţie de fluxurile termice de radiaţie [4];

— un cilindru exterior, aflat în faţa corpului statoric la temperatura mediului ambiant realizat dintr-un material cu conductibilitate electrică mai redusă şi care serveşte la amortizarea armonicelor înalte ale cîmpului de reacţie şi în mod special la amortizarea oscilaţiilor mecanice ale rotorului (oscilaţii de pendulare, autoechilibrare etc).

Studiul sistemelor de ecranare constituite dintr-un singur ecran sau două ecrane, influenţa materialelor utilizate, cît şi a temperaturii de lucru asupra eficacităţii lor, fac obiectul unor numeroase cercetări.

O bună comportare o au sistemele de ecranare dublă, cu ecran intern din Cu, Al şi ecran extern din Cu, Al, Ol. Suportul ecranului extern din Cu sau Al poate fi din oţel inox sau aliaj pe bază de Ni. În cazul ecranului unic, este preferabil ca acesta să fie la temperatura mediului ambiant pentru a nu necesita o putere de refrigerare ridicată.

Un inconvenient al sistemelor de ecranare (fie cu un singur ecran, fie cu mai multe) este că, fiind dimensionate pentru a suporta eforturi electrodinamice mari, măresc distanţa radială dintre rotor şi stator. Aceasta are drept urmare micşorarea densităţii de putere ce se poate obţine.

Se află în studiu un tip de ecran denumit „ecran bobinat" care prevede transferarea cel puţin a unei părţi din solicitările electrodinamice, înfăşurării de excitaţie sau structurii sale portante, permiţînd astfel reducerea distanţei dintre rotor şi stator [4]. Într-un astfel de sistem, cilindrul sau cilindrii conductori sînt substituiţi de două înfăşurări ortogonale între ele şi aflate la temperatura azotului lichid. Unul dintre ele este legat în serie prin conductori de curent izolaţi termic, cu o rezistenţă adiţională externă la temperatura mediului ambiant, realizîndu-se astfel o valoare a constantei de timp aptă să amortizeze pendulările maşinii. În caz de avarie, ecranul bobinat este comprimat pe înfăşurarea supraconductoare şi pe structura sa portantă care suportă o parte din solicitările electrodinamice ale sistemului de ecranare.

O altă soluţie se bazează pe adoptarea unui ecran cilindric subţire şi flexibil a cărui îndoire sub acţiunea solicitărilor electrodinamice e limitată de o contrapresiune exercitată de cîmpurile magnetice „închise" între acest ecran şi un cilindru conductor aşezat înăuntrul său.

Cunoaşterea pierderilor în înfăşurarea supraconductoare de cîmp în timpul diferitelor regimuri de lucru este esenţială pentru proiectarea înfăşurării de excitaţie, a sistemului de ecranare, precum şi a celui de refrigerare. În prezent, calculul acestor pierderi nu are o precizare suficientă fiind necesare încă multe date asupra anumitor proprietăţi specifice supraconductoarelor. Totuşi în urma unor experimentări se apreciază că, pentru a preveni stabilirea valorilor critice în înfăşurarea de excitaţie, este recomandabil să se adopte un curent de excitaţie nominal de numai 50—70% din curentul critic [5].

Noile concepţii introduse în proiectarea şi realizarea generatorului supraconductor aduc modificări importante şi în ce priveşte partea de indus a acestei maşini. Diferenţa constructivă dintre un stator de alternator cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare şi unul de maşină convenţională derivă direct din valoarea ridicată a tensiunii magnetomotoare produsă de înfăşurarea supraconductoare şi de absenţa fierului în circuitul magnetic propriu-zis. Valoarea ridicată a inducţiei magnetice în regiunea statorului produce o tensiune indusă pe unitatea de lungime de conductori mai mare. De asemenea, absenţa fierului, mărind spaţiul la dispoziţia înfăşurării indusului, permite să se mărească secţiunea activă a înfăşurării şi să se concentreze cît mai mult posibil conductorii în jurul razei interne a armăturii unde inducţia este mai ridicată. Întrucît nu mai există posibilitatea punerii la pămînt a conductoarelor indusului prin intermediul circuitului magnetic aflat în imediata apropiere, înfăşurarea poate fi construită în aşa fel încît conductorii vecini geometric să nu aibă tensiuni prea mult diferite şi astfel tensiunea dintre barele alăturate, cu excepţia celei frontale dintre faze, să fie în mod normal de ordinul a cîtorva volţi/spiră. Redistribuirea spaţiului care rezultă de aici poate fi făcută pentru a mări numărul conductorilor înfăşurării indusului. De asemenea, înde-

părtarea dinților permite o reducere în solicitarea izolației și în același timp creează posibilitatea obținerii unor tensiuni mai mari. Chiar dublînd limita superioară actuală de 35 KV pentru generatoarele de tip convențional vor rezulta avantaje limitate. Șansa reală oferită de generatorul supraconductor de a produce tensiuni ridicate 230 kV... 500 kV, poate elimina total necesitatea transformatorului ridicător ducînd în ultimă instanță la importante economii de investiții [1].

În statorul unei mașini convenționale, cea mai mare parte a fluxului se distribuie în circuitul magnetic și solicitările electrodinamice se exercită, în principal, asupra dinților întrucît chiar și cele exercitate asupra conductoarelor sînt transferate asupra fierului prin izolație. În statorul unui alternator supraconductor, solicitările electrodinamice se manifestă chiar asupra conductoarelor, motiv pentru care este necesar să se proiecteze o structură de indus monolitică cuprinzînd înfășurarea, izolația și alte eventuale materiale neconductoare, cu o rezistență mecanică în stare să suporte astfel de solicitări, fie în timpul funcționării normale, fie în caz de avarie. Solicitările ce apar la scurtcircuit sînt cele mai critice, starea subtranzitorie fiind menținută pentru o perioadă relativ lungă. Controlul forțelor care acționează asupra indusului este una din problemele majore, ce trebuie rezolvată la generatoarele supraconductoare. În scopul reducerii pierderilor datorate curenților paraziți, de circulație, produși de cîmpurile radiale și tangențiale de valoare ridicată și variabile de-a lungul razei, înfășurarea indusului se realizează din bare formate din mai multe grupe de conductoare elementare din cupru cu secțiune circulară sau pătrată de mică dimensiune (Ø = 0,8 — 1 mm) și care prezintă transpoziții, fie ale diferitelor grupe de conductoare elementare, fie în fiecare grup. Ca izolație se folosește bandă din fibră de sticlă, distanțoare și rășină, care are și rol de consolidare, asigurîndu-se o structură monolitică așa cum se arată în figura 2 :

1 — conductoare elementare ;
2 — grup de conductoare elementare izolate ;
3 — canal de circulație a lichidului de răcire și în figura 3, în care :
1 — cilindru intern din rășină fenolică ;
2 — izolație pe bază de rășină termorezistentă ;
3 — distanțori din rășină fenolică ;
4 — izolație din fibră de sticlă și rășină epoxidică ;
5 — strat extern din fibre de sticlă și rășină epoxidică ;
6 — canale de răcire.

În privința densității de curent în înfășurarea statorică, s-a constatat că o valoare de 2,5A/mm² este foarte prudentă fiind reținută în vederea adoptării ei sau a unor valori comparabile chiar și pentru mașini de 1 200—2 000 MVA [4].

Eliminarea circuitului magnetic al generatorului supraconductor are drept urmare existența

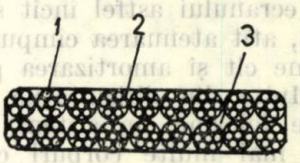


Fig. 2. Structură monolitică de supraconductoare (cu canale de circulație a heliului).

unor cîmpuri parazite de valori relativ mari. De aceea, în afară de înfășurarea indusului, celălalt element al statorului este constituit din ecranul extern care trebuie să oprească cîmpurile magnetice în interiorul mașinii. Alegerea între soluția reprezentată de un corp

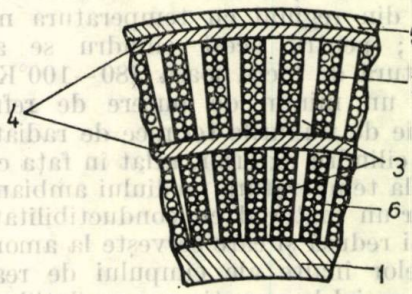


Fig. 3. Secțiune prin înfășurarea indusului.

cilindric laminat din material magnetic sau de un cilindru mult mai subțire din Al sau Cu depinde de mai mulți factori. În figura 4,

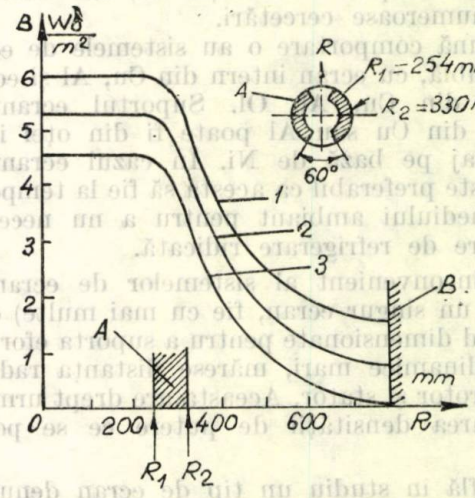


Fig. 4. Variația inducției de-a-lungul razei pentru două tipuri de ecrane la un alternator de 1 200 MVA cu doi poli.

se reprezintă, pentru un alternator cu doi poli, de 1 200 MVA, variația inducției de-a lungul razei pentru cele două tipuri de ecran

luate în considerație și chiar pentru cazul că nu s-ar ecrana exterior, mașina:

1 — curba $B = f(R)$ în cazul utilizării ecranului feromagnetic;

2 — curba $B = f(R)$ în cazul cînd nu se ecranează exterior mașina;

3 — curba $B = f(R)$ în cazul utilizării ecranului cu conductibilitate electrică mare.

A. Regiunea înfășurării supraconductoare ($R_1 \leqslant R \leqslant R_2$) avînd o densitate de curent $J = 100$ A/mm².

B. Regiunea ecranului extern.

După cum se observă, cea mai mare valoare a inducției se obține utilizînd ecranul feromagnetic. Curbele din figura 5 arată că inducția în stator este mai mică, chiar și în cazul teoretic al ecranului conductor aflat la o distanță infinită și o inducție în rotor de valoare egală cu cea avută la utilizarea ecranului magnetic [4].

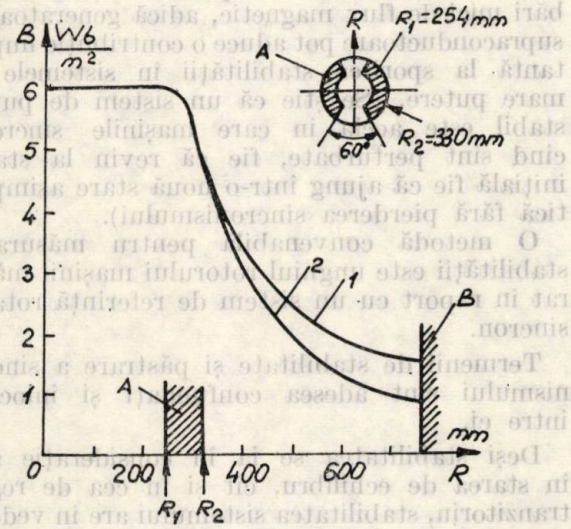


Fig. 5. Variația inducției magnetice în stator.

Figura 5 prezintă:

1 — ecran extern feromagnetic; densitatea de curent în inductor $J = 100$ A/mm²;

2 — ecran extern cu conductibilitate electrică mare, aflat la distanța $R = \infty$; densitate de curent în inductor $J = 114$/mm².

A. Regiunea înfășurării supraconductoare ($R_1 \leqslant R \leqslant R_2$).

B. Regiunea ecranului feromagnetic.

Dintre toate soluțiile, ecranul din fier laminat oferă avantajul că fluxul util al indusului este superior pentru o tensiune magnetomotoare dată a înfășurării de excitație și pierderi suplimentare de curent relativ mici. Tabelul 1 prezintă, pentru alternatoare de aceeași putere și pentru valori apropiate ale reactanței tranzitorii și subtranzitorii, diferitele dimensiuni și caracteristicile electrice pe care le posedă mașinile, ca urmare a adaptării celor două tipuri de ecran, precum și a celor două poziții diferite ale ecranului cu conductibilitate ridicată [4].

Tabelul 1

Dimensiuni și caracteristici pentru tipuri diferite de ecrane

Caracteristica	Cazul 1	Cazul 2	Cazul 3
Tipul de ecran	magnetic	Conductiv	Conductiv
Raza internă a ecranului, cm	79	155	307
Densitatea curentului de excitație, A/mm²,	100	118	114
Volumul supraconductorului, cm³	400.10^3	566.10^3	510.10^3
Volumul structurii rotorice, cm³	2040.10^3	$3285 ç 10^3$	2970.10^3
Volumul ecranului magnetic, cm³	1460.10^4	—	—
Volumul ecranului conductor, cm³	—	736.10^3	1331.10^3
Volumul conductoarelor statorice, cm³	3568.10^3	5750.10^3	5210.10^3
Pierderile în ecran, MW	0,75	5,0	0,53
Pierderile în ecran, %	0,068	0,47	0,043
Lungimea activă a mașinii, cm	368	594	539

În cazul 1, care se referă la un ecran magnetic, volumul fierului reprezintă 70% din volumul total al mașinii, dar alternatorul prezintă o lungime activă mai mică, avînd, ca urmare, viteze critice mai ridicate și mai puține probleme de vibrații. În cazul 2, care se referă la un ecran cu conductibilitate ridicată, plasat la o distanță radială de 1 550 mm, pierderile în ecran sînt foarte mari, în timp ce pentru cazul 3, unde ecranul conductor este plasat la o distanță radială de 3 073 mm, aceste pierderi au o valoare acceptabilă, dar aici, lungimea activă a mașinii depășește cu 50% pe cea a alternatorului de la cazul 1. Ecranul magnetic statoric se poate folosi chiar ca suport al înfășurării de indus, în timp ce un ecran din material conductor, fiind la o oarecare distanță de înfășurarea statorică, impune existența unui suport izolant suplimentar. Cu toate că ambele soluții prezintă avantaje și dezavantaje, se observă totuși o tendință în proiectare, în favoarea ecranului magnetic.

În ceea ce privește circuitul magnetic al generatorului supraconductor, se pare că eliminarea materialului feromagnetic nu reprezintă un avantaj absolut. Fără el, datorită reluctanței magnetice mărite, cîmpul magnetic scade prea repede pe măsură ce se apropie de armătura statorului, așa cum se observă și din curbele prezentate în figurile 4 și 5. Rezultă, deci, că pentru cîmpuri moderate menținerea circuitu-

lui feromagnetic prezintă un avantaj. În figura 6, se prezintă diagrama fluxurilor într-o mașină supraconductoare fără circuit magnetic. Din această figură, se observă că în principiu, cu o cale de reluctanță magnetică scăzută, reali-

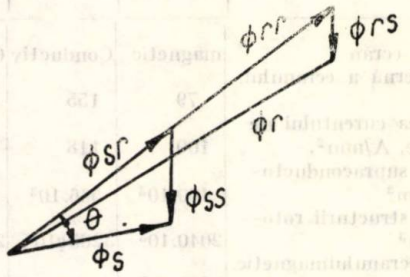


Fig. 6. Diagrama fluxurilor magnetice într-o mașină supraconductoare.

zată din material feromagnetic cu cîmp de saturație mare, fluxul în stator ar putea fi dublat cu ușurință. Semnificațiile mărimilor din figura 6 sînt următoarele :

Φ_{rr} — fluxul produs de înfășurarea de excitație ;

Φ_{rs} — fluxul rotoric produs de înfășurarea indusului ;

Φ_r — fluxul rezultant din rotor ;

Φ_{sr} — fluxul din stator produs de înfășurarea de excitație ;

Φ_{ss} — fluxul produs de înfășurarea indusului ;

Φ_s — fluxul rezultant din stator.

În tabelul 2, sînt date unele caracteristici, la temperaturi joase, ale unor materiale, din care se confecționează ecranele respective. Pe ansamblul său, comportarea electrică a unei

Tabelul 2

Caracteristicile la temperaturi joase ale unor materiale pentru ecrane

Materialul	B_c, T(la 0°K)	T_c K
Dy	3,8	87
H_o	3,7	20
E	3,4	20
Tb	3,3	219
Gd	2,8	286–293
$Fe_{0,65}$ ($O_{0,35}$)	2,5	1240
Fe	2,2	1043
Ce	1,8	1390
Ni	0,64	630

mașini sincrone este determinată, în primul rînd, de reactanța sincronă x_d, reactanța tranzitorie x'_d și reactanța subtranzitorie x''_d. Reactanța sincronă caracterizează comportarea în regim permanent, pe cînd cea tranzitorie și subtranzitorie sînt importante pentru studiul comportării mașinii în regim tranzitoriu.

Datorită întrefierului relativ mare și lipsei materialului feromagnetic în rotor și stator, reacția indusului și reacția sincronă sînt mult mai mici decît în cazul generatoarelor convenționale. Așa cum se afirmă în [1], pentru un generator supraconductor, reactanța sincronă este aproape 1/4 din reactanța sincronă a unei mașini convenționale la o evaluare făcută în aceleași condiții. Aceste condiții consideră că generatoarele supraconductoare au o comportare favorabilă în regim permanent în două privințe :

— limita de stabilitate în regim permanent nu este niciodată atinsă, fiind invers proporțională cu valoarea lui x_d, deci, generatoarele supraconductoare vor lucra la un important factor de putere la sarcină nominală ;

— variațiile de sarcină produc numai schimbări mici de flux magnetic, adică generatoarele supraconductoare pot aduce o contribuție importantă la sporirea stabilității în sistemele de mare putere. (Se știe că un sistem de putere stabil este acela în care mașinile sincrone, cînd sînt perturbate, fie că revin la starea inițială fie că ajung într-o nouă stare asimptotică fără pierderea sincronismului).

O metodă convenabilă pentru măsurarea stabilității este unghiul rotorului mașinii măsurat în raport cu un sistem de referință rotativ sincron.

Termenii de stabilitate și păstrare a sincronismului sînt adesea confundați și înlocuiți între ei.

Deși stabilitatea se ia în considerație atît în starea de echilibru, cît și în cea de regim tranzitoriu, stabilitatea sistemului are în vedere, de obicei, condițiile exploatării stabile a mașinilor sincrone. Problema este importantă în primul rînd pentru stabilirea valorii maxime a puterii, care poate fi transmisă fără perturbarea stabilității, în condiții de regim permanent sau tranzitoriu.

Se va considera un sistem simplu constînd din două mașini cu tensiunile U_1 și U_2 și reactanțele sincrone X_1 și X_2, conectate în derivație printr-o linie de transmisie de reactanță X_t. În acest caz puterea transmisă de la mașina 1 la mașina 2 este :

$$P = \frac{U_1 U_2 \sin \theta_{12}}{(X_1 + X_2 + X_t)} \qquad (1)$$

unde : θ_{12} este unghiul de defazaj între tensiunile generate de cele două mașini. Pentru unghiul de 90° se obține, evident, maximul puterii transferate $P_{max} = \frac{U_1 U_2}{(X_1 + X_2 + X_t)}$ care reprezintă limita stabilității. La unghiuri mai mici de 90°, sistemul va fi în echilibru, indiferent de condițiile de sarcină, în timp ce pentru unghiuri mai mari de 90° el va fi instabil indife-

rent de aceste condiţii. Desigur în expresia (1) valorile reduse ale reactanţelor conduc la creşterea puterii transmise contribuind la asigurarea echilibrului dinamic. Pentru $\theta_{12} < 90°$ curba $P = f(\theta_{12})$ este cu atît mai abruptă cu cît X_1 şi X_2 sînt mai mici. Rezultă, deci, o creştere a limitei de stabilitate de aproximativ 4 ori în regim permanent, în mod virtual nemaiexistînd o limită de stabilitate a sistemului.

Pe de altă parte, reactanţa sincronă mică, are un efect negativ deoarece curentul în regim de scurtcircuit este mai mare, fapt care duce la pierderi mai mari şi la solicitări mecanice ridicate ale indusului.

În figura 7, este reprezentată variaţia în timp a curentului de scurtcircuit, pentru cazul

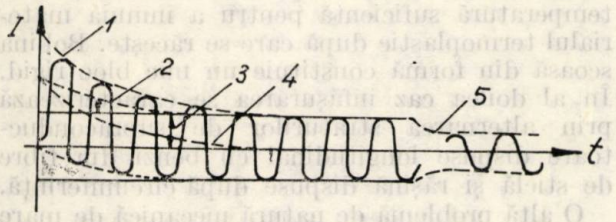


Fig. 7. Variaţia curentului de scurtcircuit.

cel mai defavorabil, al apariţiei acestuia şi anume în momentul cînd tensiunea trece prin zero. În această figură s-a notat cu :

1 — curentul maxim de scurtcircuit asimetric I_a ($I_a = 20\ I_N$);
2 — componentă aperiodică de curent alternativ rapid descrescătoare, I_a'';
3 — componenta aperiodică de c.c. lent descrescătoare I_a';
4 — componentă descrescătoare de c.c.;
5 — curentul în regim de scurtcircuit permanent.

Curentul de vîrf rezultant poate atinge de 20 ori valoarea curentului nominal în cazul maşinilor convenţionale. Amplitudinile curentului de scurtcircuit sînt determinate de reactanţele tranzitorie şi subtranzitorie x_d' şi x_d''. Variaţia în funcţie de timp este dată de constantele de timp tranzitorie şi subtranzitorie T_d' şi T_d'' şi de constanta de timp a componentei aperiodice T_a.

În timp ce reactanţele tranzitorie şi subtranzitorie sînt numai cu puţin mai mici, la valoarea medie a inductanţei în întrefier $B =$ 1,3T, decît la maşinile convenţionale de aceleaşi puteri, constantele de timp (şi amortizare) tranzitorie şi subtranzitorie sînt mult mai mari (de aproximativ 5 ori). Acest lucru poate fi atribuit rezistenţelor mai mici ale circuitului de amortizare şi circuitului de excitaţie. În consecinţă, valoarea de vîrf a curentului maxim de scurtcircuit este similară cu cea de la maşinile convenţionale. Totuşi, variaţii mai lente ale curentului de amortizare produc solicitări mecanice crescute în indus. O bună ecranare implică, deci, constante de timp mai mari şi amortizare mai slabă deci stabilitate redusă în regim tranzitoriu. În timpul scurtcircuitului, componenta aperiodică din curentul indus împiedică curenţii să ajungă în cilindrii de amortizare care se atenuează după cîteva secunde. Acest fapt produce o creştere bruscă de cupluri şi forţe radiale în cilindrii de ecranare.

Solicitările electrice şi mecanice ale înfăşurării de excitaţie la scurtcircuit nu pun probleme mari. Curentul rezultant şi cîmpul pulsator este menţinut la aproximativ 1% din valorile nominale datorită efectului cilindrilor de ecranare. Cuplul activ în înfăşurarea de excitaţie corespunde, practic, cuplului nominal şi nu produce pulsaţii importante.

Probleme ale părţii mecanice

Din punct de vedere mecanic, problemele ce trebuie rezolvate în cazul maşinilor supraconductoare au unele aspecte mai complexe impuse de specificul de funcţionare a acestor maşini :

— forţe electrodinamice cu valori ridicate;
— funcţionarea la temperaturi scăzute a unora din componentele maşinii;
— absenţa fierului ca element de rezistenţă, eliminat odată cu circuitul magnetic.

În timpul funcţionării generatorului, lucrul mecanic este transmis la înfăşurarea de excitaţie supraconductoare prin structura sa portantă solidară cu arborele maşinii. În proiectul mecanic al rotorului este, în primul rînd, necesară optimizarea elementelor de transmisie în condiţii de transfer a puterii mecanice maxime şi a injecţiei minime de căldură dat fiind faptul că aceasta funcţionează între două valori extreme de temperatură : cea a mediului ambiant, din exteriorul maşinii şi cea criogenică a înfăşurării de cîmp. Această structură trebuie să suporte cuplurile electromagnetice şi de inerţie şi în plus, bineînţeles, solicitările centrifuge.

Se impune, de asemenea, o rezistenţă la torsiune şi la încovoierea satisfăcătoare pentru a se asigura o bună funcţionare sub prima viteză critică. Asemenea consideraţii obligă alegerea unor materiale cu un ridicat nivel de elasticitate şi cu o rezistenţă mare la rupere. În acelaşi timp, pentru a limita solicitările forţelor centrifuge, aceste materiale trebuie să aibă o densitate mică.

Ţinînd seama de toate eforturile complexe, la care este pusă o asemenea structură în condiţii de avarie (cînd solicitările pot atinge valori de peste 50 kgf/mm²) se cere ca materialele utilizate să aibă eforturi la rupere de aproximativ 60—70 kgf/mm².

Pe de altă parte la alegerea materialului, trebuie să se aibă în vedere că, datorită cîmpurilor magnetice asincrone generate prin reacţia

indusului, o astfel de structură poate fi sediul unei disipări de putere, deloc neglijabilă, care solicită, suplimentar, sistemul de răcire. De aceea, se impune utilizarea unor materiale magnetice cu conductibilitate electrică scăzută și sub formă de straturi subțiri. În mașinile experimentale deja realizate au fost utilizați arbori din oțel inoxidabil, austenitic sau de tip „Inconel" [4].

În acest fel se realizează o rezistență și rigiditate mecanică ridicate dar, din cauza greutății specifice mari, o parte din rezistența disponibilă pentru a suporta cuplul mecanic util este absorbită, pentru diametrele superioare valorii de un metru și pentru viteze de rotație mari (3 000...3 600 rot/min), de forțele centrifuge.

Au fost deja experimentate, cu bune rezultate, oțelurile călite prin precipitare sau unele aliaje ca de exemplu, CrNi (Mn)MoN, [5]. Mai rămîne de rezolvat problema manoperei mari pe care o necesită forjarea unor forme potrivite care să elimine vibrațiile critice pe calea de transmisie a cuplului mecanic. În unele proiecte a fost prevăzută și folosirea unor aliaje pe bază de titan (Ti5614V sau Ti5AlSn).

Soluția utilizării structurilor metalice pentru realizarea rotorului prezintă avantajul că pot compensa prin deformări elastice contracțiile în direcție radială, cele în direcție axială fiind eliminate prin alunecarea suporților radiali. Este de așteptat ca această soluție să permită obținerea unei stabilități mecanice satisfăcătoare și pierderi de căldură prin conducție mici la temperatura heliului (vezi poz. 1 fig. 1).

Întrucît, la temperaturi joase, nu se poate neglija puterea disipată în aceste elemente metalice, datorită cîmpurilor parazite care nu pot fi evitate în caz de defect, o soluție avantajoasă poate fi aceea a unui suport realizat din materiale plastice ca poliesteri și rășini epoxidice întărite cu fibre de sticlă, care au o rezistență ridicată la temperaturi joase [4]. Ele prezintă, de asemenea, o greutate specifică redusă, fapt care permite realizarea unor diametre mai mari și structuri rigide ale rotorului, cu toate că modulul lor de elasticitate este destul de redus. Prin caracterul lor, astfel de materiale pot fi folosite pentru realizarea unor cuplaje mecanice numite „distanțori termici" între regimurile cu temperaturi criogenice și cele avînd temperatura mediului ambiant. Avantajele construcțiilor rotorice din materiale termorezistente întărite, sînt atît de numeroase încît se justifică în mod cert efectuarea unor studii și experimentări în această direcție.

În condițiile absenței materialului feromagnetic, care constituie în cazul generatoarelor clasice și suportul înfășurării de cîmp construcția și consolidarea acestei înfășurări pune, evident, probleme specifice. Înfășurarea trebuie să fie capabilă să suporte forțele centrifuge ridicate iar suporții, care au o conductibilitate termică scăzută, trebuie să prezinte și o rigiditate suficientă pentru a rezista la viteze critice. Diversitatea și intensitatea solicitărilor pe care trebuie să le suporte conductoarele înfășurării de excitație, impune găsirea unui suport cît mai adecvat pentru aceasta. Prin diferitele soluții posibile, cele mai bune rezultate practice se obțin prin încapsularea conductoarelor în rășini termorezistente sau printr-o structură rigidă obținută alternînd după fiecare strat din bandă de fibre de sticlă și rășină epoxidică, cu o anumită distanță între straturi. În primul caz firul supraconductor este acoperit cu o izolație termoplastică și este înfășurat într-o formă potrivită; în acest stadiu, înfășurarea este încălzită împreună cu forma la o temperatură suficientă pentru a înmuia materialul termoplastic după care se răcește. Bobina scoasă din formă constituie un mic bloc rigid. În al doilea caz înfășurarea se caracterizează prin alternarea straturilor de supraconductoare dispuse longitudinal cu benzi din fibre de sticlă și rășină dispuse după circumferință.

O altă problemă de natură mecanică de mare importanță este menținerea unui vid de aproximativ 10^{-5} mbar și realizarea unor etanșări rotative pentru menținerea acestuia precum și pentru circuitele de răcire.

Bibliografie

[1] *Rabinovitz, M.* Cryogenic Power generation. În: Cryogenics, iunie 1977.

[2] *Pușcașu, S., Georgescu, E.* Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilității în construcția de mașini electrice rotative. In: E.E.A. **25**, nr. 3, 1977.

[3] *Atanasiu, G.* Turbogeneratoare de mare putere cu înfășurări de excitație supraconductoare. In: E.E.A. **25**, nr. 8, 1977.

[4] *Morini, A.* Turboalternatori con avvolgimenti di eccitazioni superconduttrice. In: L'Elettrotecnica nr. 12/77.

[5] *Bogner, G., Kullman, D.* Electrical machines with superconductors. In: Siemens Forsch. u. Entwichl. — Berlin, Bd. 5, nr. 1, 1976.

[6] *Berthet, M.* Machines tournantes supraconductrices. Quelques aspects de la cryogenie d'un alternateur supraconducteur. In: RGE nr. 12, 1975.

[7] *Laskaris, E.* A cooling concept for improved field winding performance in large superconducting a.c. generators. In: Cryogenics nr. 4, 1977.

[8] * * * Rezultatele încercărilor generatorului sincron cu înfășurarea de excitație supraconductoare, In: EI—EMA nr. 23, 1977.

[9] *Danko, V. G.* Unele rezultate privind studiul unor noi modele de crioturbogeneratoare. In: Comunicările Academiei de Științe a URSS nr. 6, 1976.

[10] *Woodson, H. H.* A study of alternators with superconducting field windings. In: IEEE Trans. Power Apparatus and systems, vol. **PAS—85**, nr. 3, martie 1966.

[11] *Green, D. L.* Desing of superconducting field magnet for a synchronous generator MIT S.M, thesis, mai 1968.

[12] *Thullen, P.* Alternators with superconducting field winding. In: Proceedings of the Purdue University, 1970. Symposium of power system, mai 12...14, 1970.

[13] *Thullen, P., Smith J. L. Jr.* The design of a rotating dewar and field winding for a superconducting alternator.

În: Advances in cryogenics enginnering, vol. **15**, Plenum Press 1970.
[14] *Thullen, P., Dudley, J. C., Green, D. L., Smith, J. L.* An experimental alternator with a superconducting rotating field winding. In: IEEE Trans. Power Apparatus and systems, vol. **PAS—90**, Nr. 2, martie-aprilie 1971.
[15] *Thullen, P.* A new criterion for the design of gas cooled cryogenic current leads. In: Advances in cryogenic engineering, vol. **16** Plenum Press 1971.
[16] *Eistein T. H.* Magnetic Energy Storage in Synchronous Machines. In: IEEE Trans. Power Apparatus and System, vol. **PAS—92**, nr. 1, ian-febr, 1973.
[17] *Kirtley J. L., Smith, J. L.* MIT—EEI Program on large superconducting. In: IEEE Trans. Power Apparatus and systms, nr. 4, iulie-august 1973.
[18] *Thullen, P., Bejan, A., Gamble, B., Kirtley, J. L., Smith, J. L.* MIT—EEI Superconducting synchronous machine. In: Advances in cryogenic enginnering, vol. **18**, Plenum Press 1973.

CZ 621.313.3

GIROMOTOARE
OPTIMIZARE
CALCUL

Stabilirea unei metodici de calcul pentru optimizarea giromotoarelor

ANDREI NICOLAIDE, GHEORGHE SCUTARU și NICOLAE COMĂNESCU * — Brașov și București

Introducere

Metoda de calcul a giromotoarelor cunoscută în literatură [1] necesită utilizarea unor anumiți coeficienți stabiliți pe baza experienței rezultate din construcția de giromotoare, de aceea această metodă nu prezintă garanția realizării unor construcții optimizate.

Un giromotor poate cuprinde un motor electric denumit motor giroscopic și un volant necesar pentru a asigura un anumit moment cinetic.

În lucrarea de față se urmărește stabilirea unei metode de calcul pentru optimizarea micromotoarelor de tip GM, utilizînd programe de calcul întocmite în limbaj FORTRAN.

Optimizarea are drept scop realizarea unor giromotoare cu caracteristici superioare și siguranță în funcționare.

Metoda de calcul stabilită cuprinde: stabilirea dimensiunilor principale ale giromotorului, calculul electromagnetic, determinarea caracteristicilor de funcționare, calculul solicitărilor termice și mecanice.

În elaborarea metodei de calcul s-a urmărit:

a. Realizarea valorii maxime a indicatorului sintetic de performanță pentru giromotoare, reprezentat de raportul dintre momentul cinetic și masa giromotorului.

b. Determinarea parametrilor constructivi principali pentru asigurarea unor valori optime ale parametrilor de funcționare.

1. Studiul și proiectarea giromotoarelor

În cadrul temei s-au luat în studiu giromotoarele asincrone.

Din punct de vedere al principiului de funcționare și al teoriei generale, giromotoarele asincrone nu se deosebesc de motoarele asincrone de uz general. Deosebirile apar numai în ceea ce privește construcția, condițiile de exploatare la care trebuie să facă față și parametrii.

Soluția constructivă aleasă este: giromotor asincron trifazat în construcție inversată (cu statorul în interior), cu înfășurarea rotorului tip colivie. În figura 1 se poate vedea o secțiune

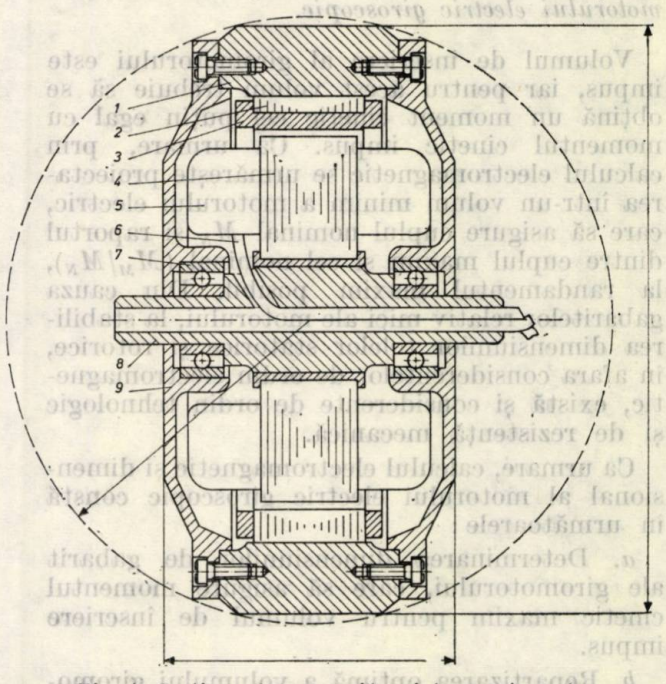


Fig. 1. Secțiune transversală printr-un giromotor:
1 — volant; 2 — pachet de tole rotor; 3 — bară colivie rotor; 4 — pachet tole stator; 5 — înfășurare stator; 6 — fire de alimentare; 7 — rulment; 8 — arbore; 9 — scut (flanșe).

transversală printr-un giromotor de acest tip constructiv.

Condițiile de exploatare pentru giromotoare sînt de regulă mult mai grele decît pentru

* Prof. dr. ing. *Nicolaide, N.* este șeful Catedrei de electrotehnică și mașini electrice — Universitatea — Brașov; ing. *Scutaru, Gh.* este asistent la Catedra de electrotehnică și mașini electrice de la Universitatea — Brașov, ing. *Comănescu A.* este cercetător științific principal la Institutul de Cercetări pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) — București.

mașinile electrice de uz general. De exemplu, domeniul de temperaturi poate fi de la −60°C la +75°C, iar vibrațiile la care trebuie să reziste giromotorul, pe orice direcție, pot avea frecvența de la 5 Hz la 200 Hz, cu amplitudinea pînă la 1 mm.

Parametrul cel mai important al giromotorului este momentul cinetic, urmărindu-se obținerea momentului cinetic maxim pentru un volum dat de înscriere al giromotorului. (Volumul de înscriere al giromotorului este volumul sferei, de rază R, circumscrise giromotorului). Alți parametri importanți de exploatare ai giromotorului sînt: raportul dintre cuplul de pornire și cel nominal (M_P/M_N), raportul dintre cuplul maxim și cel nominal (M_M/M_N), alunecarea critică, alunecarea nominală, randamentul și factorul de putere în regim nominal.

2. Metoda de proiectare

Metoda de proiectare se încadrează în metodica generală de proiectare a motoarelor asincrone [2], particularitățile de proiectare fiind impuse de deosebirile dintre un giromotor asincron și un motor asincron de uz general.

Au fost stabilite următoarele etape de proiectare a giromotorului:

Calculul electromagnetic și dimensional al motorului electric giroscopic.

Volumul de înscriere al giromotorului este impus, iar pentru acest volum trebuie să se obțină un moment cinetic cel puțin egal cu momentul cinetic impus. Ca urmare, prin calculul electromagnetic se urmărește proiectarea într-un volum minim a motorului electric, care să asigure cuplul nominal M_N și raportul dintre cuplul maxim și cel nominal (M_M/M_N), la randamentul maxim posibil. Din cauza gabaritelor relativ mici ale motorului, la stabilirea dimensiunilor tolelor statorice și rotorice, în afara considerentelor de ordin electromagnetic, există și considerente de ordin tehnologic și de rezistență mecanică.

Ca urmare, calculul electromagnetic și dimensional al motorului electric giroscopic constă în următoarele:

a. Determinarea dimensiunilor de gabarit ale giromotorului, care să asigure momentul cinetic maxim pentru volumul de înscriere impus.

b. Repartizarea optimă a volumului giromotorului între volant și motorul electric giroscopic.

c. Repartizarea optimă a volumului motorului electric între stator și rotor.

d. Determinarea optimă a volumului de cupru și de oțel din stator și stabilirea dimensiunilor tolei statorice.

e. Determinarea optimă a volumului de aluminiu (cupru) și oțel din rotor și stabilirea dimensiunilor tolei rotorice.

Considerarea raportului optim dintre volumele de cupru și oțel a fost făcută în concordanță cu lucrările [1] și [2].

f. Calculul parametrilor motorului.

Calculul secțiunii transversale optime a volantului.

În scopul obținerii unui moment cinetic maxim al giromotorului este necesar ca volantul, care se înscrie în volumul rămas disponibil din volumul impus după dimensionarea motorului electric, să aibă secțiunea transversală astfel dimensionată, încît să permită obținerea unui moment cinetic maxim.

Se consideră volantul de secțiune transversală ca în figura 2, unde s-au utilizat notațiile:

d — diametrul exterior al motorului electric giroscopic;

R — raza sferei de înscriere a giromotorului.

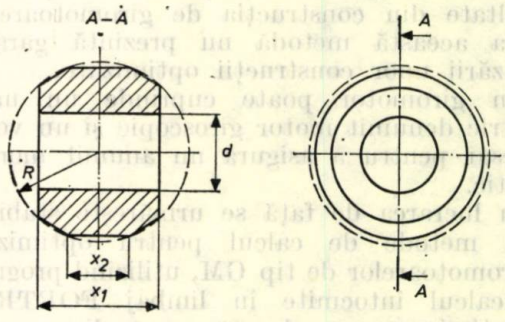


Fig. 2. Explicativă la calculul secțiunii transversale a volantului.

Expresia momentului de inerție al volantului poate fi stabilită descompunînd volantul în corpuri de forme geometrice relativ simple și utilizînd expresiile momentelor de inerție cunoscute pentru aceste corpuri [3]. Astfel, se poate obține expresia momentului de inerție al volantului în funcție de cotele x_1 și x_2 din figura 2:

$$J_{volant} = f(x_1, x_2).$$

Forma optimă a secțiunii transversale a volantului se obține căutînd valoarea maximă a momentului de inerție al volantului, admisă de volumul de înscriere al giromotorului.

În funcție de valorile obținute pentru cotele x_1 și x_2 se stabilesc în continuare dimensiunile celorlalte părți constructive ale giromotorului.

3. Schema logică de calcul

Etapele de calcul conținute în schema logică (fig. 3) urmăresc etapele de proiectare expuse la punctul 2.

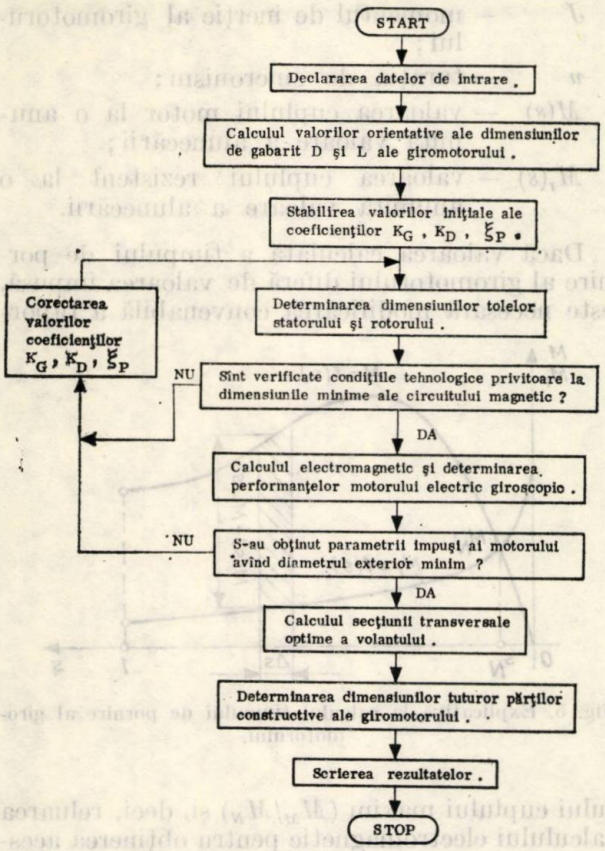


Fig. 3. Schema logică de calcul.

Pentru efectuarea calculului giromotorului sînt necesare următoarele date de intrare:

a. Datele de proiectare:

1° Momentul cinetic.

2° Volumul maxim de înscriere al giromotorului.

3° Mediul de lucru.

4° Turaţia de sincronism.

5° Tensiunea de alimentare (de linie).

6° Frecvenţa tensiunii de alimentare.

b. Parametrii de funcţionare impuşi:

1° Factorul de putere.

2° Randamentul.

3° Parametrii de pornire: M_P/M_N (valoare minimă impusă); I_P/I_N (valoare maximă impusă)

4° Timpul de pornire.

c. Condiţiile tehnologice impuse:

Limitele inferioare ale dimensiunilor circuitului magnetic al motorului electric giroscopic (lăţimea minimă a dinţilor, care se poate obţine prin stanţare şi totodată are o suficientă rezistenţă mecanică).

d. Date cu caracter general în proiectarea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit [4]:

1° Caracteristica de magnetizare a oţelului utilizat pentru realizarea circuitului magnetic.

2° Valorile indicate în STAS ale diametrelor conductoarelor izolate/neizolate.

3° Variaţia factorului de formă a inducţiei şi a factorului de acoperire ideală a pasului polar funcţie de coeficientul de saturaţie.

4° Tabele cu valorile coeficienţilor scăpărilor diferenţiale.

Pentru a obţine valori orientative, de plecare, pentru cotele de gabarit ale giromotorului se va considera iniţial giromotorul ca fiind un

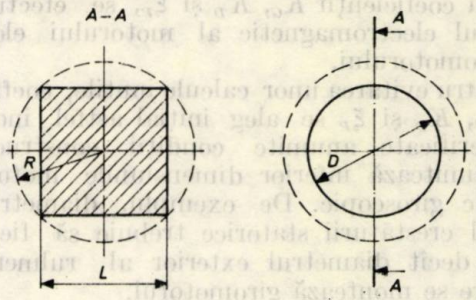


Fig. 4. Explicativă la calculul cotelor de gabarit ale giromotorului.

cilindru plin ca în figura 4, unde s-au utilizat notaţiile:

R — raza sferei de înscriere a giromotorului;
D — diametrul giromotorului;
L — lungimea giromotorului.

Astfel, se poate obţine expresia momentului de inerţie sub formă simplificată, în funcţie de dimensiunile de gabarit D şi L:

$$J_{\text{giromotor}} = f(D, L).$$

Valorile dimensiunilor de gabarit se obţin căutînd valoarea maximă a momentului de inerţie al giromotorului, admisă de volumul de înscriere.

Repartiţia volumului giromotorului între volant şi motorul giroscopic este indicată prin coeficientul K_G, definit ca raportul dintre diametrul giromotorului D şi diametrul exterior al rotorului.

Repartiţia volumului motorului giroscopic între stator şi rotor este indicată prin coeficientul K_D, definit ca raportul dintre diametrul exterior al statorului şi diametrul exterior al rotorului.

Repartiţia volumului de cupru şi oţel din stator este indicată prin coeficientul ξ_P, definit ca raportul dintre suprafaţa crestăturii statorice şi suprafaţa sectorului de tolă stator corespunzător unei crestături.

În dimensionarea tolei stator se va urmări respectarea condiţiilor tehnologice care impun dimensiunile minime ale jugului şi dinţilor; în acelaşi timp, pentru reducerea dimensiunilor statorului (care nu participă la realizarea momentului cinetic), dimensionarea tolei se va face pentru valorile maxime admisibile ale solicitărilor electromagnetice.

Repartiția volumului de aluminiu (cupru) și oțel din rotor este determinată de respectarea valorilor impuse inițial pentru densitatea de curent în barele și inelul rotoric, precum și pentru inducțiile magnetice în dinții și jugul rotoric.

Pentru valorile determinate ale cotelor D și L, precum și pentru anumite valori alese pentru coeficienții K_G, K_D și ξ_P, se efectuează calculul electromagnetic al motorului electric al giromotorului.

Pentru evitarea unor calcule inutile, coeficienții K_G, K_D și ξ_P se aleg inițial astfel încît să fie verificate anumite condiții constructive, care limitează inferior dimensiunile motorului electric giroscopic. De exemplu, diametrul la fundul crestăturii statorice trebuie să fie mai mare decît diametrul exterior al rulmenților pe care se montează giromotorul.

Calculul electromagnetic al motorului giroscopic se repetă cu valori ale parametrilor K_G, K_D și ξ_P ajustate succesiv cu valoarea $\pm$ 0,01, pînă cînd se obține un motor avînd parametrii de funcționare impuși sau mai buni. Motorul obținut trebuie să aibă diametrul exterior al rotorului cel mai mic posibil, iar lungimea pachetului de tole statoric, la care se adaugă lungimea capetelor de bobină, să fie mai mică decît cota de gabarit L determinată inițial. În același timp, motorul obținut trebuie să îndeplinească și condițiile de ordin tehnologic și de rezistență mecanică impuse.

După efectuarea calculului electromagnetic, motorul electric giroscopic este complet determinat, astfel încît se poate efectua calculul de dimensionare a celorlalte părți componente ale giromotorului. Acest calcul, prezentat la punctul 2, urmărește obținerea unui moment cinetic maxim al giromotorului pentru volumul de înscriere impus.

Determinarea parametrilor electrici ai schemei echivalente a motorului electric giroscopic în cadrul calculului electromagnetic, permite în continuare calculul caracteristicilor giromotorului. În cadrul programului de calcul s-a determinat variația în funcție de alunecare a următoarelor mărimi: cuplul motor, cuplul, rezistent, factorul de putere, randamentul curentul absorbit.

Cunoscînd variația cuplului motor și a cuplului rezistent în funcție de alunecare se poate determina valoarea timpului de pornire al giromotorului [1], conform figurii 5:

$$t_p = \sum_{s=1}^{s=s_N} J \frac{2\pi n}{60} \frac{\Delta s}{M(s) - M_r(s)},$$

unde s-au utilizat notațiile:

t_p — timpul de pornire;
s — alunecarea;
s_N — alunecarea nominală;
J — momentul de inerție al giromotorului;
n — turația de sincronism;
$M(s)$ — valoarea cuplului motor la o anumită valoare a alunecării;
$M_r(s)$ — valoarea cuplului rezistent la o anumită valoare a alunecării.

Dacă valoarea calculată a timpului de pornire al giromotorului diferă de valoarea impusă, este necesară modificarea convenabilă a raportului cuplului maxim (M_M/M_N) și, deci, reluarea calculului electromagnetic pentru obținerea acestei valori.

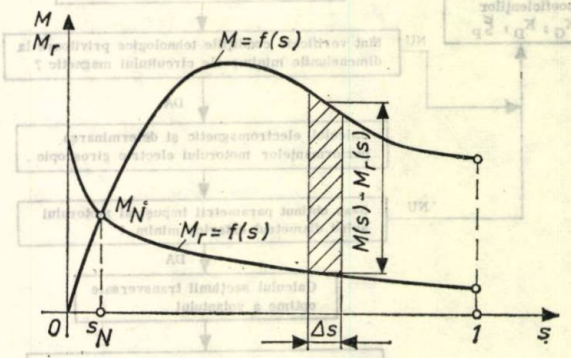


Fig. 5. Explicativă la calculul timpului de pornire al giromotorului.

4. Exemplu de calcul

Metoda propusă a fost aplicată pentru realizarea unui giromotor asincron avînd următoarele date de proiectare:

°1 Momentul cinetic $H = 4 \times 10^6$ gcm²/s.

2° Raza sferei de înscriere a giromotorului $R = 30$ mm.

3° Tensiunea de alimentare (de linie) $U = 36$ V.

4° Frecvența tensiunii de alimentare $f = 400$ Hz.

5° Turația de sincronism $n = 24\,000$ rot/min.

6° Timpul de pornire $t_p = 90$ s.

7° Conexiunea stea Y.

8° Înfășurarea statorică din cupru, iar colivia rotorului din aluminiu.

În literatură [1], în scopul reducerii cuplurilor parazite, pentru diferite numere de perechi de poli, se recomandă anumite numere de crestături, la stator și la rotor. În concordanță cu aceste recomandări din lucrarea [1], crestătura statorică a fost adoptată de formă trapezoidală cu baza rotunjită (cu crestătură în formă de pară). Crestătura rotorică a fost adoptată de formă circulară (crestătură rotundă), dimensiunile crestăturilor urmînd să fie determinate în cadrul programului de optimizare.

În urma efectuării calculelor cu programul propus s-a obținut un giromotor asincron avînd următoarele caracteristici:

Dimensiuni de gabarit.

Diametrul giromotorului $D = 58{,}50$ mm.

Lungimea giromotorului $L = 39$ mm.

Dimensiunile obținute pentru elementele circuitului magnetic și pentru crestături.

Dimensiunile pentru tola stator (în cazul de față armătura interioară), utilizînd notațiile din lucrarea [1], sînt:

— înălțimea jugului $h_{a1} = 3{,}84$ mm,

— deschiderea crestăturii $b_{s1} = 0{,}75$ mm,

— înălțimea istmului crestăturii $h_{s1} = 0{,}50$ mm,

— baza mare a trapezului de înscriere a crestăturii $b_{c1} = 5{,}31$ mm,

— distanța de la baza mare a trapezului de înscriere a crestăturii, pînă la centrul de racordare situat pe axa crestăturii $r_4 = 3{,}17$ mm,

— raza de racordare a părții superioare a crestăturii $r_4 = 3{,}17$ mm,

— raza de racordare a părții inferioare a crestăturii $d_{c0}/2 = 1{,}82$ mm,

— lățimea dintelui $b_{z1} = 1{,}67$ mm.

Dimensiunile pentru tola rotor (în cazul de față armătura exterioară), utilizînd notațiile din lucrarea [1], sînt:

— înălțimea jugului $h_{a2} = 2{,}65$ mm,

— deschiderea crestăturii $b_{s2} = 0{,}50$ mm,

— înălțimea istmului crestăturii $h_{s2} = 0{,}30$ mm,

— diametrul crestăturii $d_{c2} = 2{,}5$ mm,

— lățimea dintelui $b_{z2} = 2{,}70$ mm.

Numărul de conductoare în crestătură $N_c = 64$.

Diametrul conductorului $d = 0{,}315$ mm.

Conductorul este izolat cu email tereftalic (ET), iar crestătura este izolată cu izolație combinată Stratifol 502 cu grosimea 0,15 mm.

Inducțiile (valorile maxime) sînt:

— în întrefier $B\delta = 0{,}16$ T,

— în jugul statorului $B_{j1} = 0{,}67$ T,

— în jugul rotorului $B_{j2} = 0{,}89$ T,

— în dinții statorului $B_{d1} = 0{,}78$ T,

— în dinții rotorului $B_{d2} = 0{,}3$ T.

Intensitatea curentului nominal pe fază $I_{1f} = 0{,}203$ A.

Valoarea eficace a componentei reactive a curentului de magnetizare $I_{0r} = 0{,}158$ A.

Puterea absorbită $P = 11{,}89$ W.

Randamentul $\varphi = 85{,}9\%$.

Factorul de putere $\cos\eta = 0{,}79$

Alunecarea la funcționarea nominală $s_N = 0{,}04$.

Curentul de pornire $I_p = 0{,}9$ A.

Timpul de pornire $t_p = 90{,}3$ s.

Momentul cinetic $H = 4{,}5 \times 10^6$ g·cm²/s.

Datele obținute prin calcul și cele măsurate pe un model executat în cadrul ICPE — București, sînt date în tabelul 1. Se constată o bună concordanță între cele două serii de valori.

Tabelul 1

Date comparative obținute prin calcul și experimental

Nr. crt.	Parametrii	Unitate de măsură	Valoarea calculată	Valoarea măsurată
1	Curentul de pornire	A	0.9	1
2	Timpul de pornire	s	90,3	90
3	Turația	rot/min.	23,080	23,040
4	Curentul absorbit	A	0,203	0,24
5	Puterea absorbită	W	11,89	13

Lista notațiilor utilizate:

D — diametrul giromotorului;
I_N — curentul nominal pe fază;
I_P — curentul de pornire pe fază;
K_D — raportul dintre diametrul exterior al statorului și diametrul exterior al rotorului;
K_G — raportul dintre diametrul giromotorului și diametrul exterior al rotorului;
L — lungimea giromotorului;
M_N — cuplul nominal;
M_P — cuplul de pornire;
M_M — cuplul maxim;
$M(s)$ — valoarea cuplului motor la o anumită valoare a alunecării;
$M_r(s)$ — valoarea cuplului rezistent la o anumită valoare a alunecării;
n — turația de sincronism;
R — raza sferei de înscriere a giromotorului;
s — alunecarea;
s_N — alunecarea nominală;
t_P — timpul de pornire;
ξ_P — raportul dintre suprafața crestăturii statorice și suprafața sectorului de tolă stator, corespunzător unei crestături.

Bibliografie

[1] *Delektovskij, B. A.* Proektirovanie giroskopiceskih elektrodvigatelej. Moskva, Masinostroenie, 1968.

[2] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Craiova, Editura Scrisul Românesc, 1975.

[3] * * * Manualul inginerului. București, Editura tehnică, 1966, vol. II, p. 46—47.

[4] *Nicolaide, A., Antonoaie, M., Neagoe, M.* Contribuții la proiectarea și optimizarea unor serii unitare de motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit, utilizînd calculatorul electronic numeric. In: Noutăți în mecanica aplicată și în construcția de mașini, Universitatea din Brașov, vol. XVIII—A, 1976, p. 135—140.

CZ 621.314.66

MOTOARE ELECTRICE
MUTATOARE
CONSTRUCȚIE

Asupra construcției motoarelor electrice de curent continuu alimentate prin mutatoare

CONSTANTIN RĂDUȚI, AURELIAN CRĂCIUNESCU, GABRIELA ROGOBETE, NECULAI OLARU * — București

Generalități asupra ansamblului mutator-motor de curent continuu

Dezvoltarea fără precedent, după anii '60, a fabricației de tiristoare de putere a impulsionat extinderea echipamentelor statice de comandă a motoarelor de curent continuu, în special în instalațiile care necesită o largă variație de viteză. În prezent se fabrică motoare de curent continuu care asigură un domeniu de reglaj al vitezei în raportul 1 : 6 000, 1 : 10 000 și chiar 1 : 40 000 în cazul dotării cu elemente speciale de control și poziționare (tahogeneratoare și resolvere), aceste performanțe fiind posibile numai în condițiile alimentării motoarelor de la mutatoare comandate. Se înțelege că, în raport cu sistemul de variație de viteză prin grupul Ward—Leonard cu domeniul de reglaj de ordinul 1 : 30, ansamblul mutator-motor de curent continuu prezintă avantaje incontestabile; în afara unui diapazon mult extins al reglajului de viteză, indicii de calitate (precizie, controlabilitate, manevrabilitate, randament) ai sistemului sînt simțitor ameliorați.

Dar utilizarea motoarelor de curent continuu în construcție clasică alimentate de la un redresor static a atras imediat atenția asupra unor fenomene secundare nedorite [3, 4, 5], care scad din avantajele esențiale ale sistemelor statice de comandă. Sursa acestor fenomene constă în conținutul de armonici superioare ale curentului redresat al sistemelor statice, care conduce în principal la:

a — majorarea pierderilor suplimentare, deci a încălzirii motoarelor electrice acționate — ceea ce echivalează cu reducerea puterii acestora;

b — înrăutățirea simțitoare a comutației, mai ales în condițiile unei variații rapide a cuplului de sarcină;

c — creșterea perturbațiilor radiofonice produse de ansamblul redresor static-motor de curent continuu în comparație cu clasicul grup Ward-Leonard.

Schemele de principiu și caracteristicile celor mai utilizate sisteme statice de redresare, utilizînd tiristoare, sînt indicate în tabelul 1.

Într-o măsură mai mare sau mai mică oricare din aceste variante furnizează la ieșire un curent redresat cu ondulații, dar în toate cazurile ondulațiile sînt mai mari decît cele ale curentului obținut de la un generator de curent continuu cu număr suficient de mare de lamele la colector $\left(\text{pentru } \frac{k}{2p} = 8, \text{ pulsația relativă în procente din } I_{med.} \text{ este sub } 1\%\right)$.

Practic, la puteri peste 4—5 kW, din schemele indicate în tabelul 1 se utilizează numai sistemele alimentate în curent alternativ trifazat și anume:

a. Puntea trifazată (poz. 9), utilizînd trei tiristoare și 4 diode, situație în care se obțin trei pulsuri pe o perioadă sau 150 de pulsuri într-o secundă.

b. Puntea trifazată (poz. 10), utilizînd 6 tiristoare și eventual o diodă, care conduce la 6 pulsuri pe o perioadă sau 300 pulsuri într-o secundă.

Uneori, pentru puteri importante ale motoarelor acționate (sute și chiar mii de kW), se utilizează un sistem de alimentare în paralel de la două module defazate unul de altul cu 60°. În acest caz se obțin cîte 6 pulsuri de la fiecare modul, deci 12 pulsuri pe o perioadă, sau 600 pulsuri într-o secundă (sistem dodecafazat).

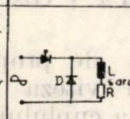
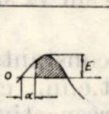
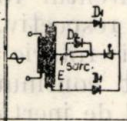
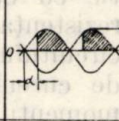
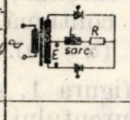
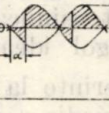
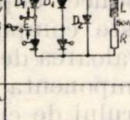
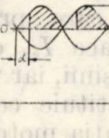
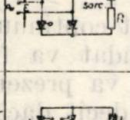
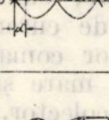
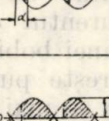
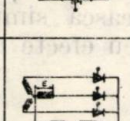
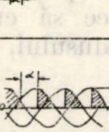
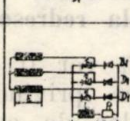
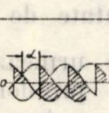
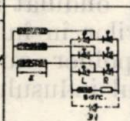
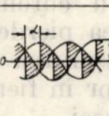
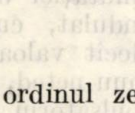
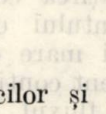
În ordinea indicată, într-o măsură din ce în ce mai mică, oricare din aceste variante furnizează un curent redresat cu ondulații, în toate cazurile — așa cum am arătat mai sus — ondulațiile fiind mai mari decît cele ale curentului furnizat de un generator de curent continuu cu număr suficient de mare de lamele la colector. Aceasta este, de fapt, principala problemă a comportării motoarelor de curent continuu alimentate de la redresoare comandate.

Cum unda tensiunii de ieșire E_D a redresoarelor comandate conține armonicile curentului alternativ, curentul din indusul motorului de curent continuu alimentat de la această tensiune va conține componente ale armonicelor cu frecvențe fundamentale depinzînd de tipul redresorului. Undele curenților furnizați de redresoarele semicomandate și comandate, cu 3 și 6 pulsuri pe perioadă, (care se utilizează la alimentarea motoarelor de curent continuu

* Dr. ing. *Răduți, C.* și dr. ing. *Crăciunescu, A.* sînt conferențiari la Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic — București; ing. *Rogobete, G.* și ing. *Olaru, N.* sînt cercetători științifici la I.C.P.M. — București.

Tipuri de redresoare cu tiristoare utilizate pentru comanda motoarelor de curent continuu

Tabel 1

Nr. crt.	Circuit: Denumire	Circuit: Schemă	Forma de undă a tensiunii	Tensiunea maximă directă pe tiristor	Tensiunea maximă inversă: Pe tiristor	Tensiunea maximă inversă: Pe diodă	Tens. max. ($\alpha = 0$) E_0 = val. medie, E_{ef} = val. efectivă în c.a.	Tensiunea în funcție de unghiul de întîrziere al comutației α	Curent maxim în regim staționar: În tiristor: Mediu [A]	În tiristor: Unghi de cond.	În diodă: Mediu [A]	În diodă: Unghi de cond. la curent max.	Funct. ca invertor.	Frecvența fundamentală a tensiunii (f = frec. de alim.)	Observații
1	Semiundă sarcină inductivă cu diodă de regim liber (D.R.L)			E	E	E	$E_0 = \frac{E}{\pi}$	$E_0 = \frac{E}{2\pi}(1+\cos\alpha)$	$\frac{E}{2\pi R}$ (sarc. foarte inductivă)	180°	$0{,}54\frac{E}{\pi R}$	210°	Nu	f	
2	Punct median, sarcină rezist. sau induct. Tiristor în circuit c.c			E	0	$2E$ pe D_1; E pe D_2	$E_0 = \frac{2E}{\pi}$	$E_0 = \frac{E}{\pi}(1+\cos\alpha)$	$2E$ / πR	360°	$D_1 = \frac{E}{\pi R}$; $D_2 = 0{,}26\frac{2E}{\pi R}$ (cu sarcină foarte ind.)	180°; 148°	Nu	$2f$	D_2 necesară cînd sarcina nu este pur rezistivă. Frecvență limitată
3	Punct median cu sarcină inductivă (fără D.R.L)			$2E$	$2E$	-	$E_0 = \frac{2E}{\pi}$	$E_0 = \frac{2E}{\pi}\cos\alpha$ (Presupunînd sarcina permanentă)	$\frac{E}{\pi R}$	180°	-	-	Da	$2f$	
4	Punte monofazată cu 2 tiristoare cu anod sau catod comun, sarc. ind. sau rezist. cu D.R.L			E	E	E (D_1 și D_2)	$E_0 = \frac{2E}{\pi}$	$E_0 = \frac{E}{\pi}(1+\cos\alpha)$	$\frac{E}{\pi R}$	180°	$D_1 = \frac{E}{\pi R}$; $D_2 = 0{,}26\frac{2E}{\pi R}$	180°; 148°	Nu	$2f$	Fără D_2, tiristorul poate fi incapabil să dirijeze pe sarc. inductivă. De asemenea D_2 este D.R.L
5	Punte monofazată cu 2 tiristoare pe linie comună, o sarcină rezistivă sau inductivă			E	E	E	$E_0 = \frac{2E}{\pi}$	$E_0 = \frac{E}{\pi}(1+\cos\alpha)$	$\frac{E}{\pi R}$	180°	$\frac{E}{\pi R}$	180°	Nu	$2f$	Diodele redresoare funcționează ca D.R.L pentru ($\pi - \alpha$) grade cu sarc. inductivă
6	Punte monofazată cu 4 tiristoare și sarcină inductivă.			E	E	-	$E_0 = \frac{2E}{\pi}$	$E_0 = \frac{2E}{\pi}\cos\alpha$ (Presupunînd sarcina permanentă)	$\frac{E}{\pi R}$	180°	-	-	Da	$2f$	Cu sarcină rezistivă lucrează identic ca circuitul de mai sus.
7	Punte monofazată cu tiristor în circuit c.c. Sarcină rezist. sau inductivă.			E	0	E (D_1 și D_2)	$E_0 = \frac{2E}{\pi}$	$E_0 = \frac{E}{\pi}(1+\cos\alpha)$	$\frac{2E}{\pi R}$	360°	$D_1 = \frac{E}{\pi R}$; $D_2 = 0{,}16\frac{2E}{\pi R}$	180°; 148°	Nu	$2f$	D_2 este necesară cînd sarc. nu este pur rezistivă
8	Semiundă trifazată cu sarcină rezist. sau inductivă cu D.R.L			E (posibil $\sqrt{3}E$ dacă sarc. este decupl. și tiristorii au curent mai)	$\sqrt{3}E$	E	$E_0 = \frac{3\sqrt{3}E}{2\pi}$	$E_0 = \frac{3\sqrt{3}E}{2\pi}\cos\alpha$ ($0 < \alpha < 30°$); $E_0 = \frac{3E}{2\pi}[1+\cos(\alpha+30)]$ ($30° < \alpha < 150°$)	$\frac{\sqrt{3}E}{2\pi R}$	120°	$0{,}16\frac{3\sqrt{3}E}{2\pi R}$	134°	Nu	$3f$	
9	Punte trifazată cu 3 tiristoare sarcină rezist. sau inductivă cu D.R.L			$\sqrt{3}E$	$\sqrt{3}E$	$\sqrt{3}E$	$E_0 = \frac{3\sqrt{3}E}{2\pi}$	$E_0 = \frac{3\sqrt{3}E}{2\pi}(1+\cos\alpha)$	$\frac{\sqrt{3}E}{\pi R}$	120°	$D_1 = \frac{\sqrt{3}E}{\pi R}$; $D_2 = 0{,}14\frac{3\sqrt{3}E}{\pi R}$	120°; 132°	Nu	$3f$	Fără D_2, tiristorul este incapabil să dirijeze pe sarc. inductivă. De asemenea D_2 este D.R.L
10	Punte trifazată cu 6 tiristoare, sarcină rezist. sau inductivă cu D.R.L			$\sqrt{3}E$ ($1{,}45E$ dacă tiristorul este guntat de rezistență)	$\sqrt{3}E$	$\sqrt{3}E$	$E_0 = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi}$	$E_0 = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi}\cos\alpha$ ($0 < \alpha < 60°$); $E_0 = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi}[1+\cos(\alpha+\frac{\sqrt{3}}{2})]$ ($60° < \alpha < 120°$)	$\frac{\sqrt{3}E}{\pi R}$	120°	$0{,}056\frac{3\sqrt{3}E}{\pi R}$	212°	Nu	$6f$	Tiristoarele necesită impulsuri de comandă de 60° separate fiecărui ciclu alternanță cu semnal de poartă cu durata > 60°

cu puteri de ordinul zecilor și chiar sutelor de kW) sînt reprezentate în figura 1 a și respectiv b. Se constată existența unui curent ondulat suprapus curentului mediu furnizat de sursa statică.

Analiza armonică a curentului din circuitul indusului motorului de curent continuu [9], conduce la următoarea expresie, în regim staționar :

$$i_A = I_A + \sum_{\nu} \sqrt{2}\, I_{\alpha}^{(\nu)}, \sin(\nu \cdot \omega \cdot t + \gamma_\nu), \quad (1)$$

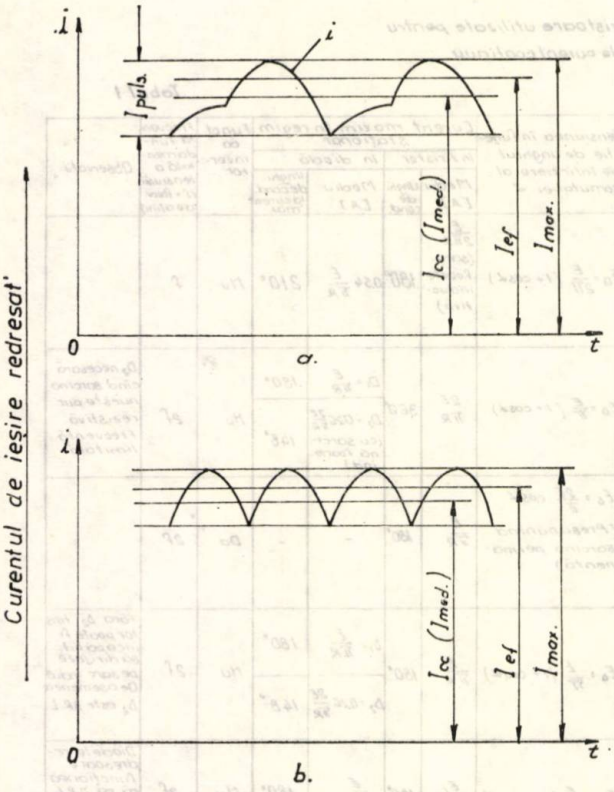


Fig. 1. Undele curenților furnizați de redresoare cu punți trifazate: *a* — semicomandate; *b* — comandate.

unde:

I_A este valoarea medie a curentului din indusul motorului, componentă care produce cuplul motorului:

$$I_{\alpha}^{(\nu)} = \frac{U_{A0}}{R \cdot \operatorname{tg}\varphi} \cdot \frac{\varphi_\nu(\alpha)}{\nu} \cdot \frac{\nu^2 \cdot \omega^2 \sqrt{(\gamma_1 - \nu^2\omega^2)^2 - 4\beta^2\omega^2}}{4\beta^2\nu^2\omega^2 + (\gamma_1 - \nu^2\omega^2)}, \quad (2)$$

reprezintă valoarea efectivă a curentului alternativ, armonică ν.

În expresiile de mai sus, intervin mărimile și notațiile următoare:

— frecvențele f_ν ale armonicelor de tensiune:

$$f_\nu = \nu \cdot f, \quad (3)$$

— ordinul armonicii:

$$\nu = k \cdot p, \quad (4),$$

unde p este numărul de pulsuri al mutatorului iar $k = 1, 2, 3 \ldots$

— pulsația tensiunii de alimentare a redresorului:

$$\omega = 2\pi f, \quad (5)$$

$$\gamma_\nu = \beta_\nu + \frac{\gamma_1 - \nu^2 \cdot \omega^2}{2\beta\nu\omega}, \quad (6)$$

în care:

$$\beta = \frac{1}{2\operatorname{tg}\varphi}, \quad \operatorname{tg}\varphi = \frac{L \cdot \omega}{R}, \quad \gamma_1 = \frac{C_m^2}{J \cdot R \cdot \operatorname{tg}\varphi}, \quad (7)$$

$$\beta_\nu = \operatorname{arc\,tg} \frac{\nu \cos \nu\alpha \sin \alpha - \sin \nu\alpha \cos \alpha}{\nu \sin \nu\alpha \sin \alpha + \cos \nu\alpha \cos \alpha}, \quad (8)$$

C_m este constanta de proporționalitate a t.e.m. cu viteza unghiulară Ω, respectiv a cuplului electromagnetic cu curentul rotoric i_A;

R, L — rezistența respectiv, inductivitatea circuitului rotoric al motorului de curent continuu;

J — momentul de inerție al ansamblului motor-sarcină;

U_{A0} — tensiunea continuă la mersul în gol ideal ($\alpha = 0$).

Făcînd referințe la figura 1, se poate spune că valoarea medie a curentului $I_{med} = I_{cc}$ este componenta care produce cuplul motorului, valoarea eficace I_{ef} este componenta care dă încălzirea mașinii, iar valoarea de vîrf a curentului I_{max} constituie componenta care condiționează comutația motorului de curent continuu.

Prin urmare, cum $I_{max} > I_{ef} > I_{cc}$, rezultă că un motor de curent continuu alimentat de la un redresor comandat va funcționa cu o încălzire mai mare și va prezenta scîntei mai puternice la colector, decît dacă același motor ar fi alimentat cu curent continuu neted.

Desigur curentul ondulat poate fi netezit cu ajutorul unei bobine de reactanțe dar — pe măsură ce crește puterea instalației — soluția este din ce în ce mai oneroasă ca preț, pierderi suplimentare, spațiu în plus și mai ales prin faptul că face să crească simțitor constanta de timp a indusului, cu efecte negative asupra comutației.

1. Comportarea motoarelor de curent continuu alimentate de la redresoare comandate

În cele ce urmează vor fi analizate două categorii de probleme privind comportarea intrinsecă a motoarelor de curent continuu alimentate cu curent ondulat:

A. Creșterea pierderilor în înfășurarea indusului și înfășurarea polilor auxiliari, precum și a pierderilor în fierul indusului, polilor auxiliari și carcasei.

B. Înrăutățirea comutației datorită suprapunerii curentului ondulat, cu valoarea de vîrf I_{max} mai mare decît valoarea curentului sursei de curent continuu neted, dar și datorită faptului că fluxul pulsatoriu al circuitului polilor auxiliari induce curenți turbionari în circuitul magnetic al polilor auxiliari, curenți care amortizează fluxul polilor de comutație și face ca acesta să fie defazat în timp, în urma

curentului din indus, astfel încît tensiunea de reactanţă a secţiei care comută nu mai este compensată corespunzător.

A.a. Pierderile suplimentare din conductoarele înfăşurării indusului cresc ca urmare a valorii efective mărite a curentului din circuitul rotoric, precum şi din cauza efectului de refulare a curentului în conductoarele înfăşurării rotorice, plasate în crestături. În înfăşurarea polilor auxiliari apar pierderi suplimentare numai din cauza curentului ondulat.

În [9] au fost calculaţi factorii de majorare a rezistenţei înfăşurării indusului dispuse în crestături dreptunghiulare deschise, respectiv factorii de diminuare a puterii pentru un motor de tip I.M.E.B. de 75 kW, 220 V, 515 rot/min, în cazul alimentării de la un redresor cu 2, 3 şi 6 pulsuri şi $\alpha = \frac{\pi}{3}$. Calculele şi experimentările au arătat că factorul de diminuare a puterii, în funcţie de frecvenţe f_c, de comutaţie, a curentului rotoric, variază conform figurii 2, a, b, c.

Au fost trasate mai multe curbe, pentru diferite valori ale tg φ şi două înălţimi ale conductorului rotoric. În cazul studiat tg φ = = 6,2 corespunde circuitului rotoric fără bobină de filtrare iar tg φ = 12,4 corespunde unei bobine de filtrare de valoare egală cu inductivitatea echivalentă a acestuia.

Încercările efectuate pe o serie de motoare de construcţie normală, dar în protecţie IP 44, au arătat că, faţă de alimentarea în curent continuu neted, pierderile totale au crescut cu 7—8 procente în cazul redresoarelor cu 6 pulsuri şi cu 18—20 procente pentru alimentarea de la redresoare cu 3 pulsuri. Măsurarea temperaturilor înfăşurărilor a arătat o situaţie oarecum surprinzătoare la prima vedere şi anume faptul că încălzirea înfăşurării indusului a crescut, în cele două cazuri cu 3%, respectiv 5%, în timp ce încălzirea bobinelor polilor auxiliari a fost aproape egală cu creşterea procentuală a pierderilor totale, pentru cele două cazuri considerate. Motoarele fiind închise nu se poate conta pe o eficienţă deosebită a ventilaţiei rotorului; rămîne de avut în vedere încălzirea puternică a miezului masiv al polilor auxiliari şi, într-o mai mică măsură, a carcasei.

A.b. Pierderile suplimentare din fierul indusului, dar mai ales din miezul polilor auxiliari şi din carcasă se datoresc curenţilor turbionari care apar datorită fluxului variabil produs de curentul ondulat.

Pentru $\nu = 3$, dar mai ales pentru $\nu = 2$ aceste pierderi pot depăşi pierderile suplimentare în înfăşurările din circuitul indusului.

Întrucît curenţii turbionari din miezul polilor auxiliari au şi alte efecte supărătoare, pentru a descrie mai bine fenomenele electrice şi magnetice ale motorului de curent continuu alimentat cu curent redresat s-a reprezentat

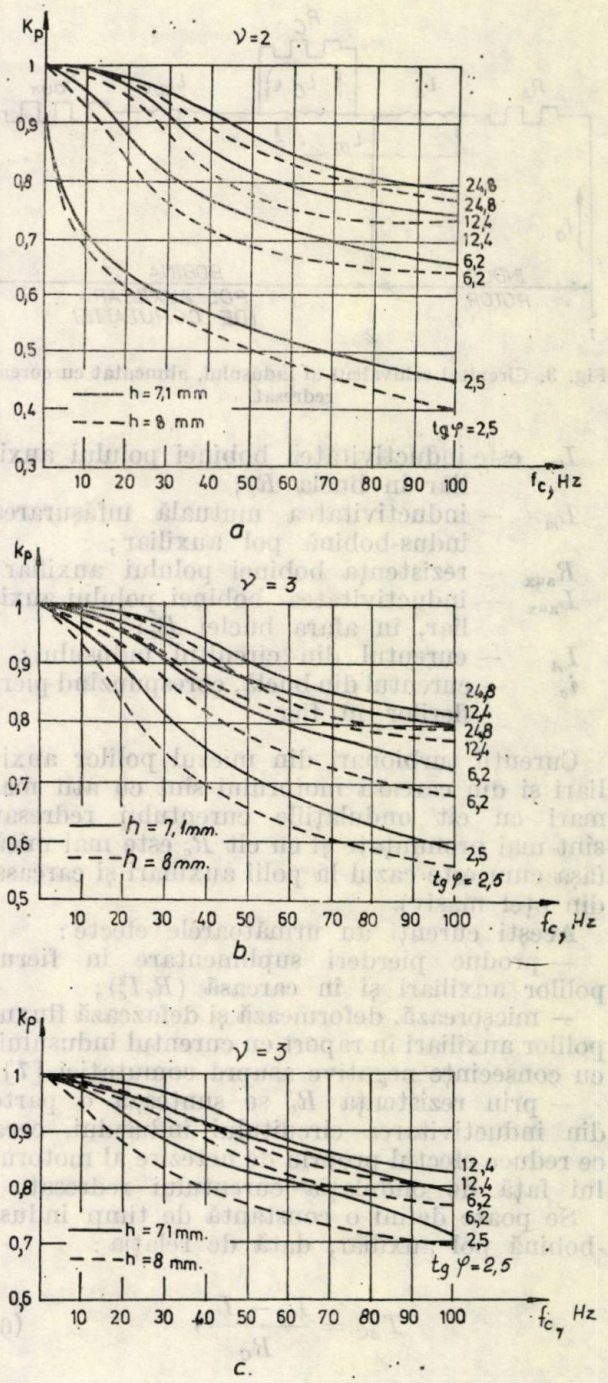


Fig. 2. Factorul de diminuare al motoarelor de curent continuu alimentate de la redresoare: *a* — cu 2 pulsuri pe perioadă; *b* — cu 3 pulsuri; *c* — cu 6 pulsuri.

circuitul echivalent al indusului în figura 3. În schema respectivă s-au utilizat următoarele notaţii:

R_A — rezistenţa înfăşurării indusului;
L_A — inductivitatea proprie a înfăşurării indusului;
R_c — rezistenţă fictivă, corespunzînd pierderilor în fier prin curenţii turbionari din miezul polilor şi din carcasa masivă;

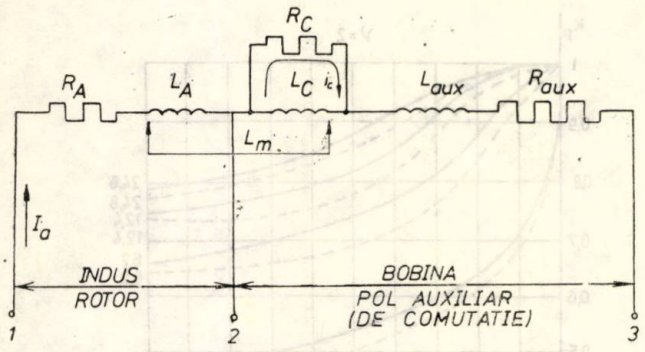


Fig. 3. Circuitul echivalent al indusului, alimentat cu curent redresat.

L_c este inductivitatea bobinei polului auxiliar în bucla R_c;
L_m — inductivitatea mutuală înfăşurarea indus-bobină pol auxiliar;
R_{aux} — rezistenţa bobinei polului auxiliar;
L_{aux} — inductivitatea bobinei polului auxiliar, în afara buclei R_c;
I_A — curentul din circuitul indusului;
i_c — curentul din buclă, corespunzînd pierderilor în fier.

Curenţii turbionari din miezul polilor auxiliari şi din carcasa motorului sînt cu atît mai mari cu cît ondulaţiile curentului redresat sînt mai pronunţate şi cu cît R_c este mai mică (aşa cum este cazul la polii auxiliari şi carcasa din oţel masiv).

Aceşti curenţi au următoarele efecte:

— produc pierderi suplimentare în fierul polilor auxiliari şi în carcasă ($R_c I_c^2$);

— micşorează, deformează şi defazează fluxul polilor auxiliari în raport cu curentul indusului, cu consecinţe negative asupra comutaţiei [7];

— prin rezistenţa R_c se şuntează o parte din inductivitarea circuitului indusului, ceea ce reduce efectul propriu de netezire al motorului faţă de ondulaţia curentului redresat.

Se poate defini o constantă de timp indus-bobină pol auxiliar, dată de relaţia:

$$T_{AC} = \frac{L_C - L_n}{R_C}, \qquad (6)$$

care pune mai bine în evidenţă influenţa parametrilor din circuitul indusului. Cu cît constanta de timp T_{AC} este mai mare, cu atît şi:

— curentul ondulat este mai mare (din motive care privesc motorul);

— pierderile în miezul polar şi carcasă sînt mai mari;

— comutaţia este mai dificilă.

Din examinarea expresiei (9) apare o primă sugestie pentru construcţia motoarelor alimentate de la redresare şi anume execuţia polilor auxiliari şi a jugului carcasei (sau a carcasei în întregime) din tole, ceea ce conduce la majorarea lui R_c.

B. Comutaţia motoarelor alimentate de la redresoare comandate este mai dificilă din mai multe motive:

a. Spre deosebire de comutaţia curentului I_A din indus, la motoarele alimentate cu curent neted, reprezentată în figura 4 a (s-a considerat, pentru simplitate, o comutaţie liniară, prin rezistenţă), comutaţia curentului ondulat furnizat de redresor este mai dificilă (fig. 4 b). Este evident că:

— valorile maxime ale curentului ondulat depăşesc valorile medii (curentul din cazul 4 a);

— valoarea iniţială a curentului la începutul perioadei de comutaţie, determinată de momentul în care lamela părăseşte peria respectivă, nu este definită (în figura 4 b s-a luat, pentru simplitate, valoarea medie);

— valoarea exactă a curentului imediat după comutaţie este cu atît mai puţin definită, datorită procesului tranzitoriu care poate avea loc în diferite moduri, depinzînd de parametrii circuitului indusului şi de momentul iniţial, de exemplu după traiectoriile 1 sau 2.

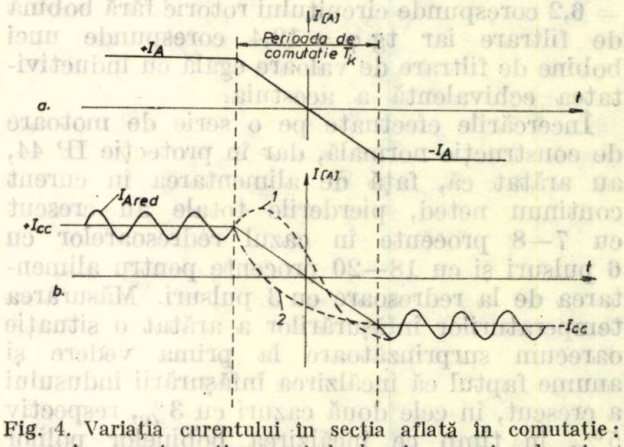


Fig. 4. Variaţia curentului în secţia aflată în comutaţie: *a* — în curent continuu neted; *b* — în curent redresat.

— fluxul polilor auxiliari nu mai poate urmări în mod fidel ondulaţiile curentului, pe de o parte fiindcă aceste ondulaţii au loc cu o frecvenţă relativ mare, iar pe de altă parte din cauza curenţilor turbionari care apar în miezul polilor auxiliari şi care fac ca fluxul acestora să nu mai fie în fază cu curentul din secţia care comută.

Defazajul în timp al fluxului polilor auxiliari în raport cu curentul din secţia aflată în comutaţie este efectul cel mai important, care restrînge simţitor banda comutaţiei întunecate, în cazul alimentării motorului în curent ondulat. Acest lucru se poate demonstra teoretic şi experimental folosind curba de reglaj a comutaţiei prin variaţia curentului în bobina polilor auxiliari, la diferite valori ale curentului din indus. În cazul alimentării motorului de la o sursă rotativă curba de reglaj are alura cunos-

cută, reprezentată în figura 5 prin linii pline, iar zona de comutaţie corespunde regiunii cu haşuri simple. După cum este cunoscut, zona de comutaţie se strîmtează pe măsură ce curentul din indus creşte. În cazul alimentării

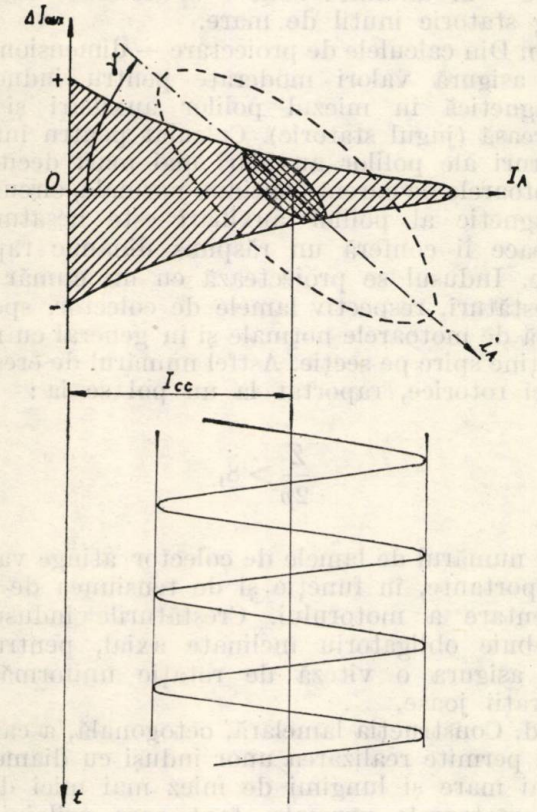


Fig. 5. Curba de reglaj a comutaţiei în curent redresat.

de la o sursă statică, locul geometric al punctelor care corespund teoretic valorilor limită ale curentului din bobina polului auxiliar, capabile să asigure o comutaţie întunecată, este o elipsă cu axa mare înclinată cu un unghi γ, corespunzător defazajului dintre fluxul polilor auxiliari şi curentul din indus. În figura 7 această elipsă este reprezentată prin puncte. Din cauza unghiului de defazaj şi a valorilor de vîrf ale curentului redresat, elipsa — loc geometric cade, în cea mai mare parte în afara zonei de comutaţie din cazul alimentării în curent continuu neted. O comutaţie fără scîntei corespunde numai elipsei care, păstrînd aceeaşi înclinare γ a axei, se poate înscrie în zona de comutaţie întunecată din cazul alimentării în curent neted, respectiv elipsei cu haşură dublă. Este clar că zona de comutaţie fără scîntei este simţitor redusă în cazul alimentării motorului de la un redresor comandat. Unghiul γ poate fi calculat [9], rezolvînd o problemă de cîmp. În cazul redresoarelor cu 3 pulsuri unghiul de defazaj are valori cuprinse între 40 —50°.

În sfîrşit, trebuie arătat că motoarele de curent continuu comandate prin variatoare de viteză funcţionează în majoritatea timpului sub turaţia nominală, fapt care face ca influenţa curentului redresat să fie încă şi mai dăunătoare. Presupunînd că se reduce turaţia unui motor de curent continuu prin variaţia tensiunii, la cuplu constant, înseamnă că şi componenta I_A (valoarea medie sau de curent continuu) este constantă, fiindcă ea produce cuplul. În schimb, încercerile arată că valoarea de vîrf a curentului ondulat creşte, atingînd maximul la aproximativ jumătate din tensiunea nominală (fig. 6). Este ştiut, de altfel, că bobinele

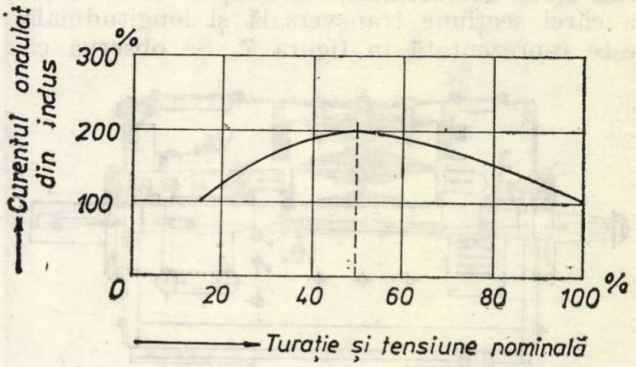


Fig. 6. Variaţia curentului ondulat la scăderea tensiunii de ieşire a redresorului.

de filtrare se dimensionează pentru 50% din valoarea tensiunii nominale. Creşterea curentului ondulat la reglaj subsincron de viteză şi atenuarea autoventilaţiei motorului impun adeseori introducerea ventilaţiei forţate. În exploatarea de puteri mici, alimentate de la surse statice, la micşorarea turaţiei au apărut zgomote magnetice, iar curenţii ondulaţi s-au transmis prin rulmenţi, printr-un cuplaj capacitiv, provocînd scoaterea din funcţiune a motoarelor.

2. Cerinţele proiectării motoarelor de curent continuu alimentate de la mutatoare

Încercările făcute, într-o primă etapă, de a utiliza motoarele de curent continuu, de construcţie clasică, în acţionări cu variatoare statice de viteză au arătat în mod clar dificultăţile semnalate mai sus. În faţa proiectanţilor de motoare destinate acţionărilor de mare suplete, cu gradient de curent foarte ridicat, au apărut, în principal, următoarele categorii de probleme :

A. Asigurarea unei comutaţii corespunzătoare, cît mai apropiată de comutaţia motoarelor alimentate în curent continuu neted — şi a unor randamente similare cu randamentele acestor motoare.

B. Capacitatea de răspuns dinamic rapid la variaţiile impuse unor parametri de lucru.

C. Obţinerea unor cupluri ridicate în raport cu inerţia motorului şi în general realizarea motoarelor în gabarite cît mai mici.

D. Construcţie cît mai simplă, eficientă din punct de vedere tehnologic, al consumurilor specifice de materiale şi manoperă, adică la preţuri de cost competitive.

Rezolvarea acestor probleme s-a obţinut pe următoarele căi :

a. Adoptarea unui circuit magnetic lamelar atît pentru miezul polilor auxiliari cît şi pentru carcasă sau jugul statoric. Au rezultat două construcţii mai economice :

— pentru motoare de puteri mici (în general sub 0,015 kW/rot/min) s-a adoptat construcţia a cărei secţiune transversală şi longitudinală este reprezentată în figura 7. Se observă că

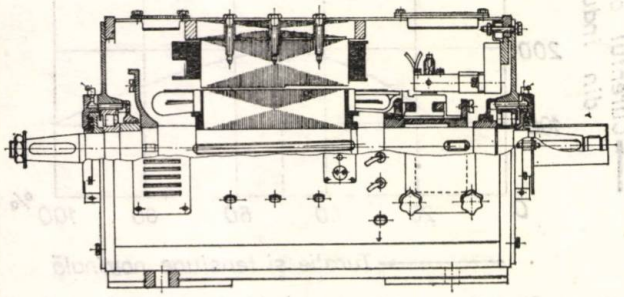


Fig. 7. Construcţia lamelară a circuitului magnetic al motoarelor de puteri mici.

polii auxiliari şi jugul inelar statoric sînt realizaţi din tole, peste acesta din urmă roluindu-se o carcasă din tablă subţire, al cărui rol este exclusiv mecanic.

— pentru motoare de puteri mijlocii şi mari s-a adoptat construcţia practic fără carcasă.

Tola stator se ştanţează cu o matriţă bloc (fig. 8) din tablă de oţel de 1—1,5 mm cuprin-

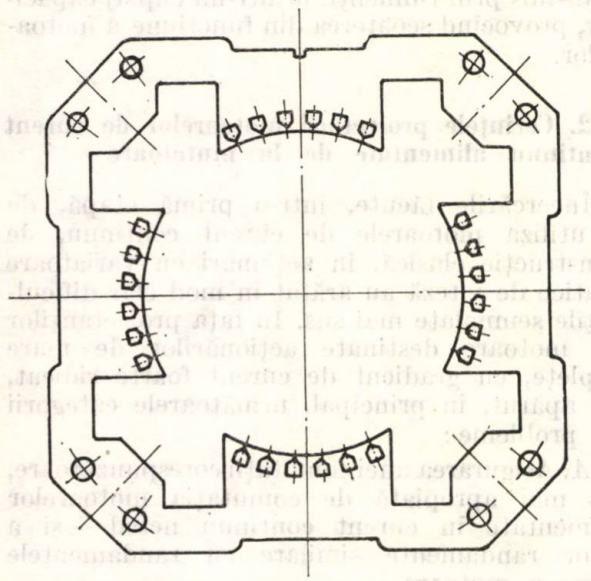


Fig. 8. Tola stator a motoarelor mijlocii şi mari.

zînd polii principali (cu crestături închise pentru înfăşurarea de compensaţie) şi jugul statoric. Pachetul de tole se asamblează cu ajutorul a două flanşe frontale, prin sudură. Polii auxiliari, realizaţi tot din tole, se strîng cu şuruburi pe bosajele rezultate din ştanţarea tolelor statorice. Practica proiectării a arătat că la acest tip constructiv sînt mai economice carcasele octogonale, în locul celor circulare, care — în anumite zone — ar conduce la un jug statoric inutil de mare.

b. Din calculele de proiectare — dimensionare se asigură valori moderate pentru inducţia magnetică în miezul polilor auxiliari şi în carcasă (jugul statoric). Calculat pentru întrefieruri ale polilor auxiliari mai mari decît la motoarele de curent continuu normale, circuitul magnetic al polilor auxiliari este nesaturat, ceeace îi conferă un răspuns dinamic rapid.

c. Indusul se proiectează cu un număr de crestături, respectiv lamele de colector, sporit faţă de motoarele normale şi în general cu mai puţine spire pe secţie. Astfel numărul de crestături rotorice, raportat la un pol se ia :

$$\frac{Z}{2p} > 8,$$

iar numărul de lamele de colector atinge valori importante, în funcţie şi de tensiunea de alimentare a motorului. Crestăturile indusului trebuie obligatoriu înclinate axial, pentru a se asigura o viteză de rotaţie uniformă la turaţii joase.

d. Construcţia lamelară, octogonală, a carcasei permite realizarea unor induşi cu diametru mai mare şi lungimi de miez mai mici decît la motoarele normale, fapt care prilejuieşte şi adoptarea unui număr mai mare de crestături, respectiv lamele de colector, în final obţinîndu-se cupluri sporite la gabarite identice. Desigur această posibilitate trebuie corelată cu valorile impuse pentru momentele de inerţie ale motoarelor. De regulă, motoarele alimentate de la redresoare se execută în clasa F de izolaţie rezultînd cu dimensiuni radiale şi axiale mai mici decît ale motoarelor din seria normală.

e. La motoarele cu variaţii rapide ale sarcinii şi inversări dese ale sensului de rotaţie se prevăd înfăşurări de compensaţie, plasate în crestăturile închise ştanţate o dată cu întreaga tolă statorică.

f. Se aleg perii de eletrografit, cu rezistenţă, respectiv cădere de tensiune mai mare. La motoarele cu puteri peste 0,25 kW/rot/min se recomandă perii jumelate. În general, lăţimea periei este redusă, pentru ca şi lăţimea zonei de comutaţie să fie moderată. Peria calcă pe 2, cel mult 3 lamele de colector, fapt care conduce uneori la lungirea colectorului.

3. Experimentări, concluzii

Încercările efectuate asupra motoarelor din seria MCM, pentru acţionări în industria metalurgică, introdusă în fabricaţie la Întreprinde-

rea de mașini electrice —București, comparativ cu motoarele din seria normală de uz general, au confirmat ipotezele de mai sus. Motoarele din seria MCM au circuitul magnetic lamelar executat potrivit construcției, din figura 7 pentru gabaritele 802 —806 și conform figurii 8 pentru gabaritele 808 —812. Desigur, o comparație riguroasă a rezultatelor nu s-a putut realiza, deoarece puterile și turațile diferă de la o serie la alta, dar rezultatele sînt semnificative. Pentru bună regulă ne vom referi la motorul de curent continuu din seria normală tipul Ce 355 S și motorul din seria MCM pentru metalurgie tipul MCM —810, ale căror principale caracteristici sînt indicate în tabelul 2.

. Caracteristicile comparative ale motoarelor Ce și MCM

Tabelul 2

Tipul motorului	Serviciul S1				Turație maximă	Reglaj de viteză	Putere de excitație	Cuplul maxim		Momentul de inerție	Masa	Clasa de izolație
	Putere	Turație	Tensiune	Curent				la pornire	în rotație			
	kW	rot/min	V	A	rot/min.			daNm	daNm	$m^2 Kg$	Kg.	
Ce 355S	55	600	220	283	1800	30:1	750	149	131,5	6,5	1250	B/F
MCM-810	55	550	440	149	1650	400:1	1700	287	243	6,25	1250	F

Încercările se referă la comportarea motoarelor în următoarele condiții de alimentare:

a. De la un grup motor-generator cu puterea de 110 kW.

b. De la un redresor cu punte trifazată semicomandată ($\nu = 3$), fără bobină de filtrare.

c. De la un redresor cu punte trifazată comandată ($\nu = 6$), fără bobină de filtrare.

Motoarele au fost încărcate pe generatoare de curent continuu cu excitație separată. Au fost utilizate scheme pentru determinarea pierderilor suplimentare datorate curentului ondulat din circuitul rotorului.

La toate încercările viteza de variație a curentului nu a depășit valoarea $\frac{dI}{dt} = 120\ In/s$.

O primă constatare deosebit de importantă este că motorul cu circuit magnetic lamelar are o constantă de timp T_{AK} de circa 4 ori mai mică decît a motorului de construcție normală, în cazul alimentării de la un redresor comandat.

Unghiul de defazaj γ dintre fluxul polilor auxiliari și curentul indusului a scăzut de la 41° (în cazul motorului cu carcasă masivă) la 13° (în cazul motorului cu circuit magnetic lamelar), pentru o alimentare (conform pct. b) și de la 59° la 16° pentru o alimentare (conform pct. c).

Circuitul magnetic lamelar a condus la micșorarea pierderilor suplimentare în cazul trecerii de la alimentarea în curent continuu neted la alimentarea în curent ondulat. La motorul tip Ce pierderile au crescut cu 18,5% pentru alimentarea conform punctului b și cu 8% pentru alimentarea conform punctului c, în raport cu alimentarea în curent continuu neted. În aceleași condiții la motorul tip MCM pierderile au crescut numai cu 4,4% și respectiv 2,8%.

Aprecierea comutației prin metoda de reglare, pentru obținerea zonei de comutație întunecată, a demonstrat superioritatea netă a motorului cu circuit magnetic lamelar. S-a propus încercarea motoarelor pînă la un cuplu de 2,5 Mn, care reprezintă cerința de cuplu maxim în rotație la motoarele MCM, pentru cele trei tipuri de alimentare indicate mai sus. Rezultatele obținute sînt prezentate în mod succint în figura 9. Se observă că în curent continuu neted, la o încărcare lentă a motoarelor, s-a obținut o bandă neagră pînă la un cuplu de 2,5 Mn pentru ambele motoare. În cazul alimentării de la un redresor, conform punctului b, banda neagră nu a depășit 0,6 Mn la motorul tip Ce, în timp ce la motorul MCM a atins 1,7 Mn. Cînd s-a făcut alimentarea de la o punte trifazată comandată, cu 6 pulsuri pe o perioadă, motorul tip Ce a avut o comutație

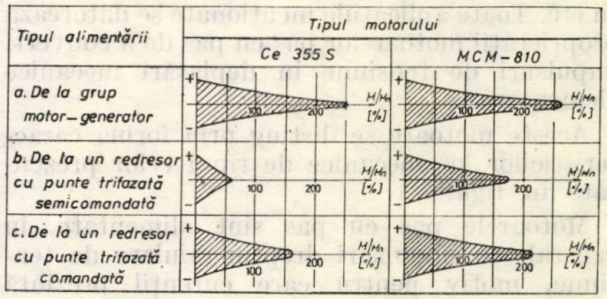


Fig. 9. Construcția lamelară a circuitului magnetic al motoarelor de puteri mijlocii și mari.

întunecată pînă la 1,6 Mn, în timp ce motorul MCM a atins 2 Mn.

Execuția motoarelor cu circuit magnetic lamelar îmbunătățește și răspunsul dinamic al motoarelor, astfel că variațiile rapide ale curentului indusului, la modificări brusce ale sarcinii, sînt suportate fără dificultăți. La un gradient al curentului din indus de cca 100 I_n/s la motorul tip Ce aproape că s-a produs cerc de foc la colector, în timp ce la motorul MCM comutația era acceptabilă, cu scîntei slabe

sub perii. Este foarte adevărat că în acest regim un rol important îl are înfăşurarea de compensaţie a motorului tip MCM.

La motoarele cu circuit magnetic lamelar diminuarea fluxului de excitaţie este foarte redusă, la variaţii mari şi rapide ale sarcinii, fapt care permite controlul mai rapid şi precis al turaţiei şi cuplului în timpul procesului de acţionare.

În concluzie, motoarele de curent continuu în construcţie clasică nu pot fi adoptate în acţionările electrice cu variatoare statice de viteză fără unele riscuri, în orice caz cu o diminuare a puterii şi o limitare a parametrilor dinamici. În schimb, motoarele proiectate conform celor arătate în partea 2-a se comportă, practic, ca şi în cazul alimentării în curent continuu neted, beneficiind în plus de caracteristici dinamice foarte favorabile acţionărilor cu variaţii mari şi rapide ale sarcinii.

Bibliografie

[1] *Bălă, C.* Proiectarea maşinilor electrice. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1967.

[2] *Burbridge, R. F.* The detected of commutation condition in d.c. machine. In : Proc. I.E.E., vol. **118**, nr. 11, 1971, p. 1629.

[3] *Dubey, G. K.* Analysis of d.c. motor controlled by power pulses. In : Proc. I.E.E., vol. 122, nr. 12, 1975, p. 1397.

[4] *Dubey, G. K.* Transient analysis of d.c. motor controlled by power pulses. In : Proc. I.E.E., vol. **124**, nr. 3, 1977, p. 229.

[5] *Franklin, P.* The theory of d.c. motors controlled by ripple of power. Part. II. Braking methods, Commutations and additional losses. In : Trans. A.I.E.E., vol. **91**, nr. 1, 1972, p. 256.

[6] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Tratat de maşini electrice, vol. **I**, Editura Academiei R.S.R., Bucureşti, 1968.

[7] *Kesovonurthy, L.* Effect of eddy currents on the rise and decay of flux in solid magnetic cores. Proc. I.E.E., vol. **109 C**, p. 63, 1969.

[8] *Robinson, C. E.* Redesign of d.c. motors for application with thyristor supplies. In : Trans. A.I.E.E., vol. **87**, 1968, p. 528.

[9] *Ţigler, M.* Contribuţii la studiul pierderilor suplimentare în înfăşurările rotorice ale maşinilor de curent continuu. Teză de doctorat, I.P.B., 1979.

[10] *Tugulea, A., Milea, A.* Consideraţii asupra determinării cîmpurilor electromagnetice cvasistaţionare în conductoare masive. St. cercet. ştiinţifice, 1960, p. 265.

CZ 621.313:621.3.029

MOTOARE PAS CU PAS
MICROPROCESOARE

Comanda prin microprocesor a motoarelor pas cu pas*

RĂZVAN MĂGUREANU, CARMEN PÂNZAR** — Bucureşti

Motoarele pas cu pas sînt utilizate pe scară largă în acţionarea maşinilor-unelte, înregistratoarelor XY, echipamentelor periferice ale calculatoarelor, mecanismelor de acces la memorii etc. Toate aplicaţiile menţionate se datorează proprietăţii motoarelor pas cu pas de a converti impulsuri de tensiune în deplasări mecanice elementare.

Aceste motoare se disting prin forma caracteristicilor lor mecanice de tipul celor prezentate în figura 1.

Motoarele pas cu pas sînt alimentate, în general, cu impulsuri dreptunghiulare de tensiune, motiv pentru care curenţii prezintă armonici de ordin superior, iar cuplul electromagnetic produs nu este constant. Datorită acestor fenomene funcţionarea motoarelor pas cu pas la frecvenţe joase (zona haşurată în fig. 1) este caracterizată prin oscilaţii mecanice, mişcarea rotorului făcîndu-se sacadat (fig. 2 a) există pericolul pierderii de paşi. Ca urmare, firmele constructoare delimitează zona de lucru sigură a acestor motoare recomandînd frecvenţa minimă pentru care pot fi utilizate [1, 2]. La frecvenţe mai mari de alimentare cuplul electromagnetic variabil nu influenţează funcţionarea motorului deoarece oscilaţiile sînt

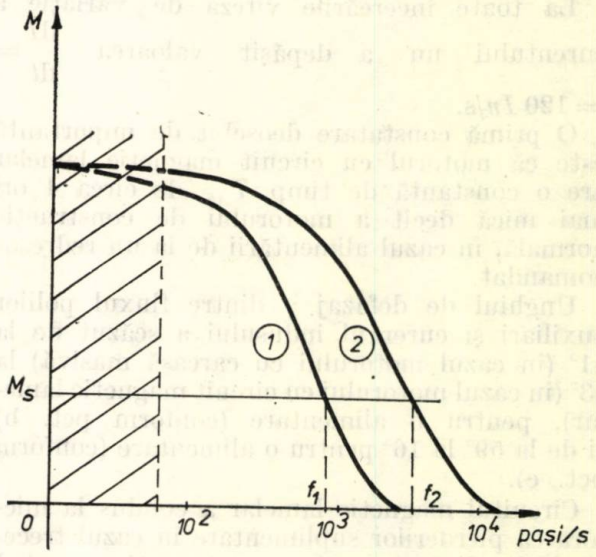


Fig. 1. Caracteristicile dinamice ale motorului pas cu pas *1* — caracteristica de intrare în sincronism ; *2* — caracteristica de ieşire din sincronism

* Lucrare prezentată la „3rd International symposium on control systems and computer science", Bucureşti 14—16 iunie 1979.

** Dr. ing. *Măgureanu, R.* este conferenţiar la Institutul politehnic — Bucureşti, Facultatea de electrotehnică ; ing. *Pânzar, C.* este absolventă a Facultăţii de electrotehnică, seria 1979.

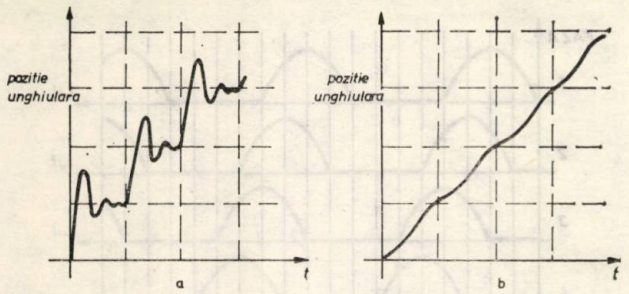


Fig. 2. *a* — Oscilațiile rotorului la frecvențe mici de comandă; *b* — mișcarea rotorului la frecvențe mari de comandă.

amortizate chiar de t.e.m. induse în înfășurări prin mișcarea rapidă a rotorului (fig. 2 b).

În aplicațiile în care este necesară o viteză mică de deplasare se pot folosi amortizoare vîscoase pentru atenuarea oscilațiilor, ceea ce complică construcția mașinii și reduce domeniul de viteză utilizabil.

O soluție mai avantajoasă decît folosirea amortizorului vîscos este utilizarea unor tensiuni, respectiv curenți de comandă sinusoidali de frecvență variabilă, metodă ce va fi prezentată în continuare. Astfel de semnale pentru plaje de frecvențe foarte mari se obțin dificil prin metode analogice, motiv pentru care în lucrarea de față se propune sintetizarea lor cu ajutorul unui sistem microprocesor care printr-o interfață digital-analogă comandă motorul pas cu pas.

Această metodă de alimentare cu impulsuri sinusoidale permite în plus o rezoluție mai bună deoarece poziția vectorului cîmp magnetic, produs de stator, poate fi controlată în mod continuu.

Caracteristicile prezentate în figura 1 arată, de asemenea, că pentru un cuplu static impus există o frecvență maximă f_1 pînă la care motorul poate fi pornit sau oprit. Odată pornit motorul poate fi accelerat pînă la o frecvență maximă f_2 fără a ieși din sincronism.

La utilizarea motorului pas cu pas ca dispozitiv de poziționare, accelerarea și decelerarea pot fi controlate cu ajutorul unui microprocesor, ceea ce permite o funcționare sincronă a motorului pe întreg domeniul.

Metoda

Generarea unui set de tensiuni sinusoidale de frecvență variabilă necesită înserarea într-o memorie asociată cu microprocesorul a unei sinusoide. Această sinusoidă este livrată motorului la frecvența dorită. Sinusoida este descrisă prin 256 puncte, pentru generare memorîndu-se doar 65 date de intrare, corespunzătoare porțiunii $\left[0, \frac{\pi}{2}\right]$, porțiunea $\left(\frac{\pi}{2}, 2\pi\right)$ fiind calculată de către microprocesor. Fiecare punct al sinusoidei este dat pe 10 biți.

Pentru a comanda un motor m — fazic sînt necesare m tensiuni sau curenți de comandă decalați în timp cu $2\pi/m$.

Un astfel de sistem de tensiuni poate fi obținut prin adunarea ponderată a două semnale sinusoidale decalate cu $\pi/2$ între ele. În consecință sistemul format dintr-o memorie PROM și un microprocesor generează practic simultan o sinusoidă și o cosinusoidă, prin combinarea lor obținîndu-se toate semnalele de comandă.

Reglarea frecvenței de alimentare a motorului se face prin două metode ilustrate în figura 3. În prima metodă (A) (fig. 3 a, 3 c) frecvența

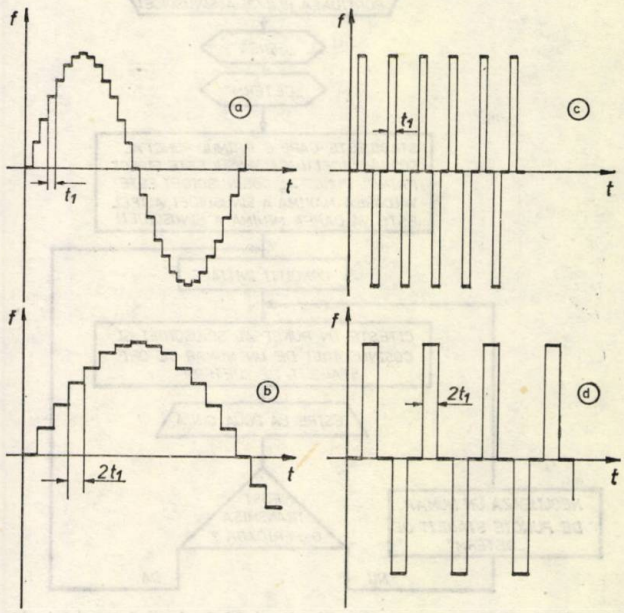


Fig. 3. Generarea sinusoidei de frecvență variabilă: *a* — semnalul primar; *b* — micșorarea frecvenței semnalului primar prin citirea de mai multe ori a aceleeași valori; *c* — semnal de frecvență maximă obținut prin considerarea unui număr mai mic de date prin care e descrisă sinusoida: *d* — semnal obținut prin combinarea celor două metode.

poate fi crescută prin descrierea sinusoidei printr-un număr de puncte mai mic decît 256. În a doua metodă (B) (fig. 3 a, 3 b) frecvența poate fi micșorată, citind din memorie același punct de mai multe ori. 20 Hz este frecvența maximă care poate fi obținută atunci cînd se citesc cele 256 de puncte, frecvență impusă de viteza cu care microprocesorul utilizat poate executa programul.

Frecvența poate fi variată în gama 0,900 Hz prin combinarea metodelor (A) și (B). În acest scop în memorie este introdus un tabel de frecvențe care permite selectarea unei combinații corecte între (A) și (B) pentru o viteză dorită a motorului. 900 Hz este frecvența maximă care poate fi obținută cu acest sistem, respectiv pentru un motor m — fazic se obține o viteză de 900 m pași/s. La frecvență maximă sînt generate doar 4 puncte, deci sistemul produce pulsuri dreptunghiulare (fig. 3 c, 3 d). La această frecvență ne aflăm în exteriorul

zonei haşurate din figura 1, astfel încît nu apar dificultăţile prezentate în introducere.

Sensul de rotaţie a motorului poate fi selectat din exterior cu ajutorul unui parametru.

Softul necesar pentru a genera sinusoida şi cosinusoida, împreună cu procedura de selectare a frecvenţei este prezentat în organigrama din figura 4.

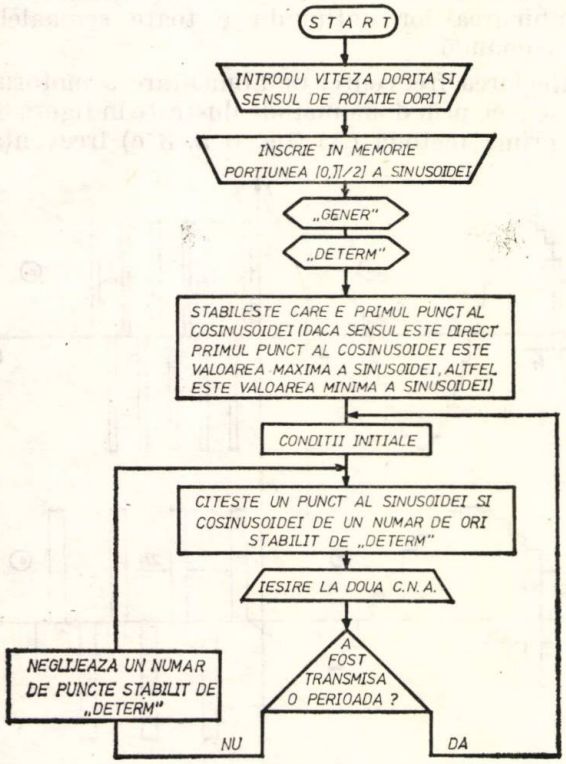


Fig. 4. Organigrama generării sinusoidei şi cosinusoidei de frecvenţă variabilă.

GENER este o subrutină care generează şi introduce în memorie sinusoida. Porţiunea $[0, \pi/2]$ este dată din exterior; $\left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$ e construită considerînd simetria; $[\pi, 2\pi]$ se obţine prin complementarea porţiunii $[0, \pi)$.

DETERM este o subrutină care stabileşte combinarea corectă a metodelor (A) şi (B) pentru o viteză dorită.

Sinusoida şi cosinusoida sînt transmise prin intermediul a 2 convertoare numeric-analogice (CNA) unei interfeţe analogice.

Interfaţa pentru un motor pas cu pas cu 8 faze

Curenţii de comandă optimi pentru un motor pas cu pas cu 8 faze sînt arătaţi în figura 5. Pentru a obţine formele dorite de curenţi cele două ieşiri ale CNA-urilor: sinusoida (canalul 1) şi cosinusoida (canalul 2) sînt combinate după cum se arată în diagrama fazorială, figura 6.

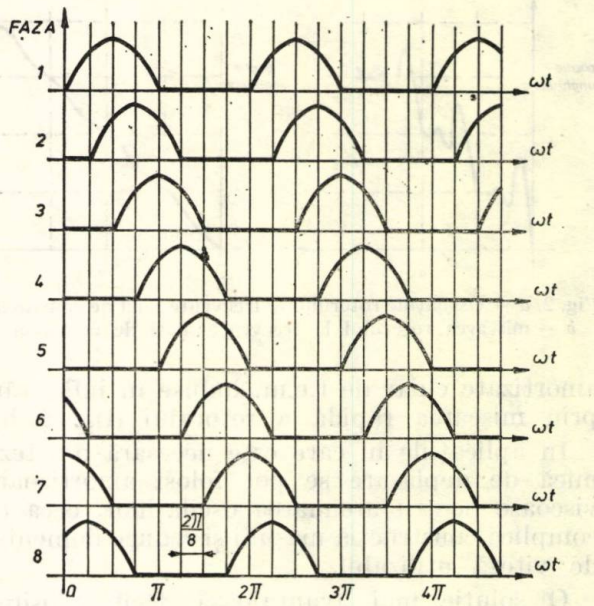


Fig. 5. Curenţii de comandă optimi pentru un motor pas cu pas cu 8 faze.

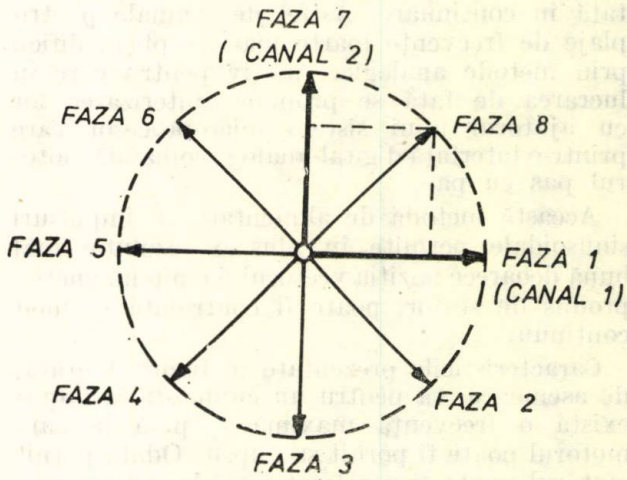


Fig. 6. Diagrama fazorială a curenţilor pentru un motor pas cu pas cu 8 faze.

Interfaţa pentru un motor cu 8 faze este prezentată în figura 7. Fiecare fază a motorului este alimentată de un tranzistor de putere comandat printr-un amplificator operaţional. Reacţia pentru fiecare amplificator operaţional este o tensiune proporţională cu curentul de fază, obţinută de pe un şunt.

Aplicaţii

Motorul pas cu pas poate fi folosit ca servomotor în aplicaţiile de viteză variabilă prin modificarea frecvenţei pulsurilor de alimentare aşa cum a fost prezentat. Pe de altă parte, motorul poate fi folosit în sistemele de poziţionare. În multe aplicaţii, ca de exemplu în comanda maşinilor unelte, este necesară poziţionarea unei sarcini într-un timp cît mai scurt

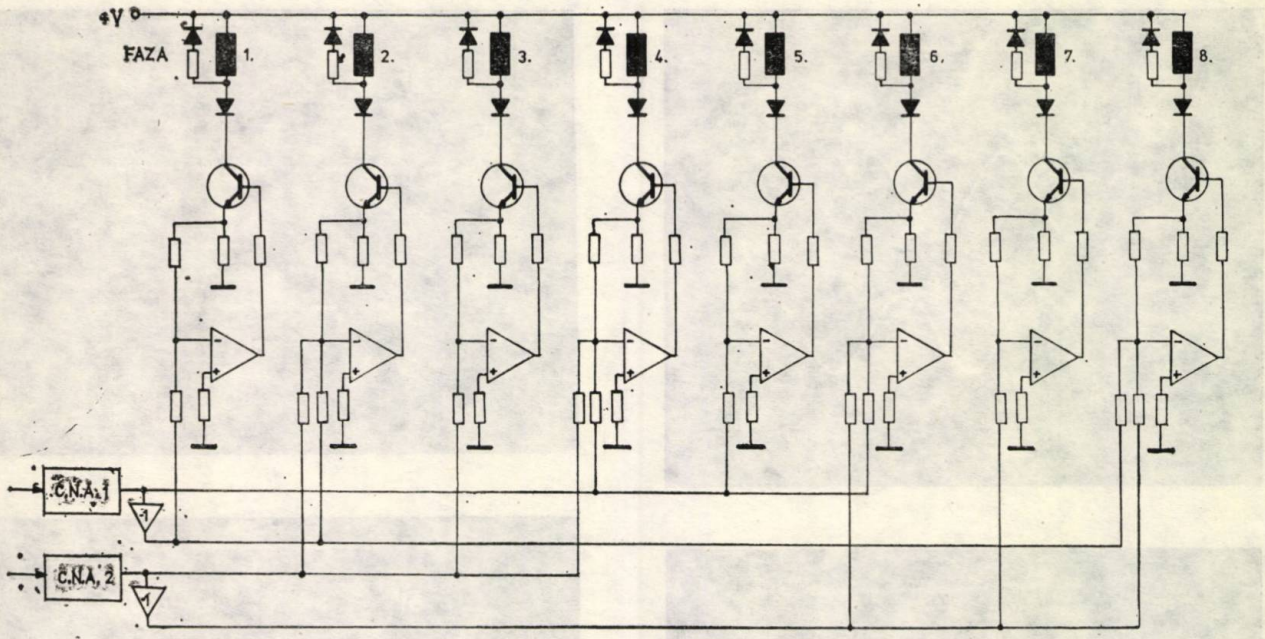


Fig. 7. Interfața analogă pentru comanda motorului pas cu pas 8-fazic.

și cu o precizie cît mai bună. Figura 8 prezintă variația optimă a frecvenței necesare la poziționarea între două puncte A și B, astfel încît motorul să nu iasă din sincronism [3].

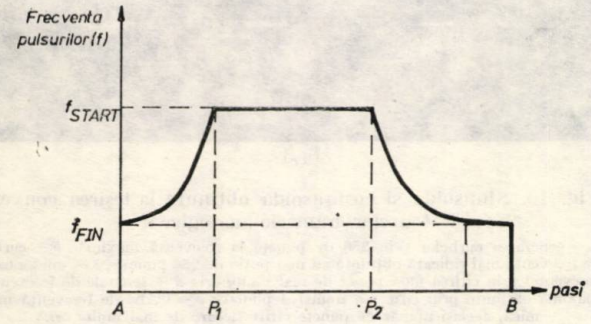


Fig. 8. Varierea frecvenței unui motor pas cu pas folosit ca dispozitiv de poziționare.

Sistemul descris permite comanda motorului pas cu pas la frecvență variabilă astfel încît să fie obținută curba de variație arătată.

Figura 9 reprezintă organigrama pentru a obține această variație.

FRECV este o subrutină care selectează frecvența următoare dintr-un șir de frecvențe memorat anterior. Pentru a accelera motorul frecvența pulsurilor de comandă crește de la A la p_1 (fig. 8), după cum comandă subrutina CREȘTE. Frecvența este constantă între p_1 și p_2, iar pentru a decelera motorul ea descrește de la p_2 la B după cum comandă subrutina DESCREȘTE. Datele de intrare sînt f_{START}, f_{FIN}, poziția finală, p_1 și p_2.

Au fost făcute experiențe pe un motor pas cu pas cu 8 faze (Philips, SMD 21) folosind microprocesorul INTEL 8 080. Programele au fost scrise în limbaj de asamblare [4].

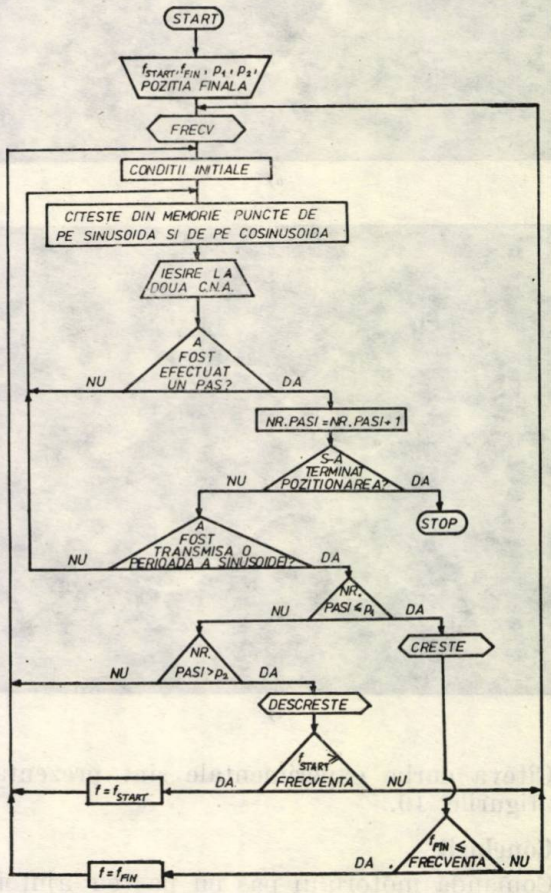
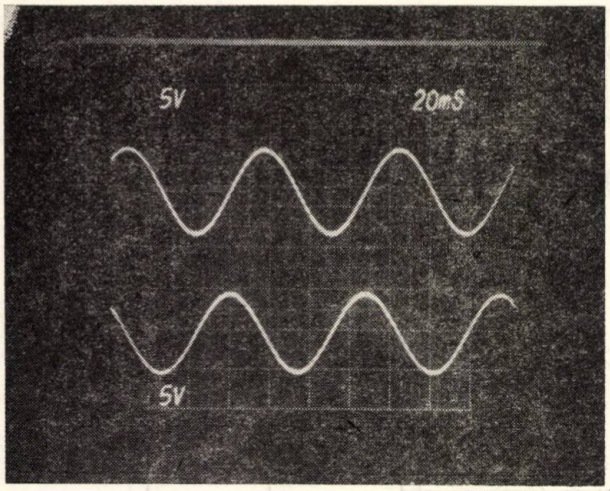
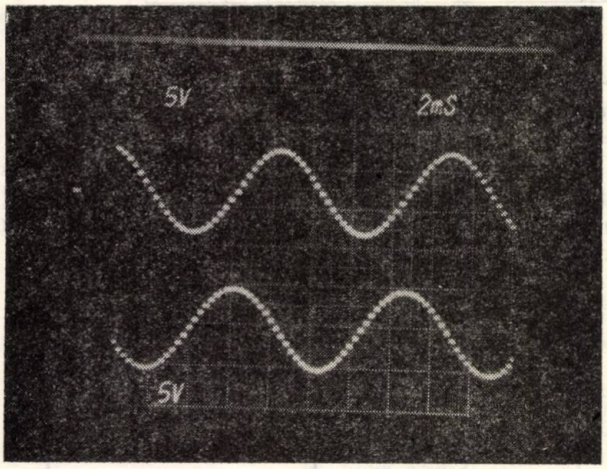


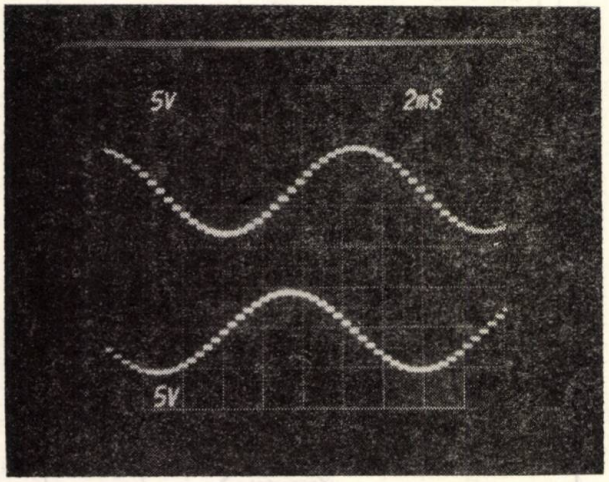
Fig. 9. Organigrama programului de comandă a motorului pas cu pas ca dispozitiv de poziționare.



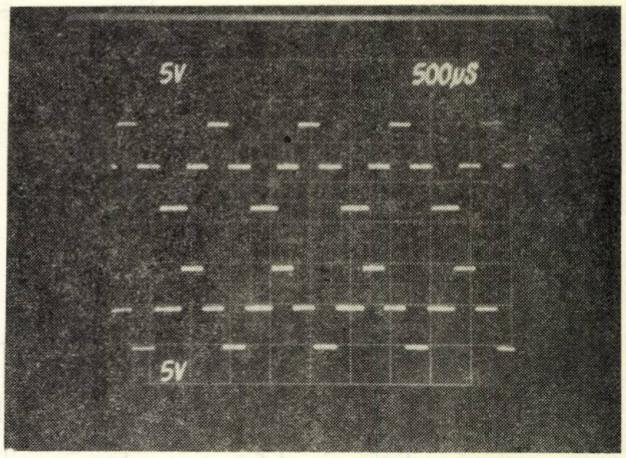
a)



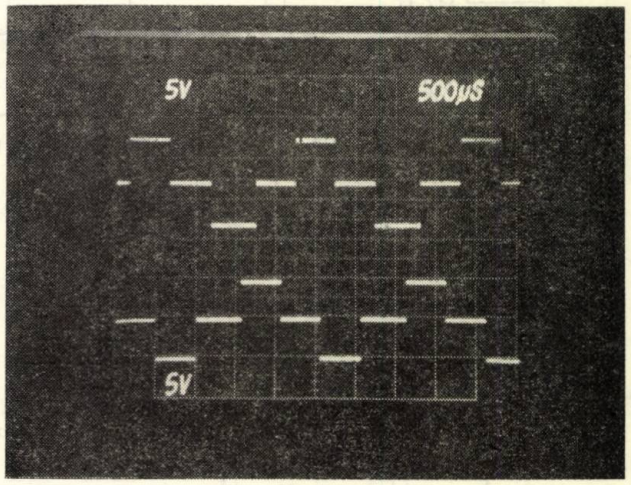
b)



c)



d)



e)

Fig. 10. Sinusoida și cosinusoida obținute la ieșirea convertoarelor numeric-analogice :

a — generarea curbelor prin 256 de puncte la frecvență maximă; *b* — curbe de frecvență mai ridicată obținută cu mai puțin de 256 puncte; *c* — micșorarea frecvenței prin citirea unui punct de mai multe ori; *d* — semnale de frecvență maximă obținute prin citirea a numai 4 puncte; *e* — curbe de frecvență mai mică, același număr de puncte citite fiecare de mai multe ori.

Cîteva curbe experimentale sînt prezentate în figurile 10.

Concluzii

Comanda motorului pas cu pas cu ajutorul unui microprocesor permite folosirea motorului într-o gamă extinsă de frecvențe și cu mai bună rezoluție deoarece impulsurile de comandă sînt sinusoidale.

Astfel, a fost prezentat un sistem care poate produce pulsuri sinusoidale de frecvență variabilă pentru comanda unui motor pas cu pas la viteză variabilă.

Pentru aplicații în care motorul este folosit ca dispozitiv de poziționare, sistemul cu microprocesor permite o comandă optimală de frecvență astfel încît poziționarea să fie obținută în timp minim cu acurateță maximă.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R.* Mașini electrice speciale, Litografia IPB, 1973.

[2] * * * M.B.L.E. Data Handbook Components and Materials, Part 6, Sept, 1975, M.B.L.E. Electronics, Bruxelles.

[3] *Kuo, B. C.* Theory and Applications of Step Motors, West Publishing Co., St. Paul, New York, 1974.

[4] *Alman, L., Scrupski, S.* Applying Microprocessors, Mc Graw Hill, New York, 1977.

CZ 621.313.333

MAȘINĂ ASINCRONĂ LINIARĂ
TIP CILINDRIC
ACȚIONAREA CIOCANELOR DE FORJAT

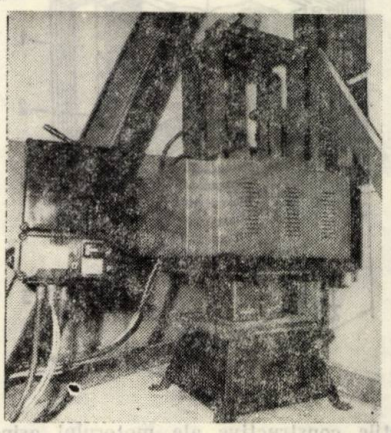
Motor asincron liniar de tip cilindric utilizat la acționarea unui ciocan de forjat

OVIDIU PEȘTEANU, MARIAN ȚAȚA* — Brașov

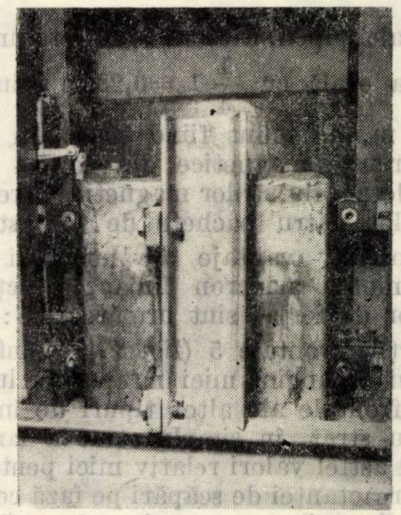
La fel ca și în alte centre universitare din țară [8, 10], începînd cu anul 1973 există și în cadrul Universității din Brașov preocupări vizînd acționarea cu motoare asincrone liniare a ciocanelor de forjat și a sonetelor, ideea acestui sistem de acționare fiind brevetată de Dr. K. Percival-Barker în anul 1966 [1, 3]. În cadrul Institutului politehnic — Cluj-Napoca a fost realizat un model experimental al unui ciocan de matrițare acționat cu un motor asincron liniar cu stator bilateral (scurt) și indus placă din aluminiu, comandat cu un contactor static [8, 10].

Utilizînd metodele de calcul prezentate în lucrările [6] și [5], în cadrul Universității din Brașov s-a proiectat și realizat în anul 1974 un model experimental de ciocan de forjat, acționat cu un motor asincron liniar de tip cilindric, model căruia i s-au adus ulterior o serie de perfecționări, în prezent el avînd forma constructivă din figura 1a [11, 13]. Asupra părții mobile (berbecului) a ciocanului, de care este fixat indusul motorului, se exercită de către stator forțe electromagnetice (de ridicare și de coborîre); alimentarea înfășurării trifazate a statorului prin intermediul unei scheme electrice conținînd relee și contactoare, este comandată de două limitatoare de cursă, acționate de o camă a berbecului (fig. 1b). Posibilitățile de reglare a energiei (forței) de lovire a ciocanului de forjat sînt : lovituri prin cădere liberă (simplă acțiune), lovituri prin contraconectarea înfășurării statorului de către limitatorul de cursă superior (dublă acțiune), conectarea în stea sau în triunghi a înfășurării statorului, modificarea poziției limitatorului de cursă superior.

În lucrare se prezintă principalele părți constructive ale motorului asincron liniar de tip cilindric realizat și avantajele utilizării acestui tip de motor liniar la acționarea ciocanelor de forjat și a sonetelor, scopul lucrării fiind determinarea, rezolvarea și verificarea experimentală a ecuațiilor de mișcare a berbecului ciocanului cu simplă și dublă acțiune; în final, se prezintă cîteva considerații asupra proiectării motorului asincron liniar de tip cilindric.



a)



b)

Fig. 1.*a* — Model experimental de ciocan de forjat acționat cu un motor asincron liniar de tip cilindric; *b* — detaliu cu partea mobilă (berbecul) în poziția sa superioară (se pot vedea rulmenții de ghidare, iar în partea stîngă a fotografiei, cama berbecului acționînd limitatorul de cursă superior).

1. Părțile constructive ale motorului asincron liniar

Statorul de tip unilateral cilindric scurt, avînd pentru modelul experimental realizat caracteristicile : $p = 2$; $\tau = 0{,}075\ m$; $q = 1$, este constituit din patru pachete de tole 1

* Ing. *Pește anu, O.* și dr. ing. *Țața, M.* sînt șefi de lucrări la Catedra de electrotehnică și mașini electrice — Universitatea — Brașov.

dispuse în pătrat (fig. 2), prevăzute cu o înfășurare trifazată cilindrică în simplu strat comună, alcătuită din bobinele 2 de formă pătrată. În interiorul statorului se află partea mobilă (berbecul) a ciocanului, compusă dintr-un indus din tablă de alamă 3 (fig. 2) de grosime $\Delta = 3$ mm, avînd forma suprafeței laterale a

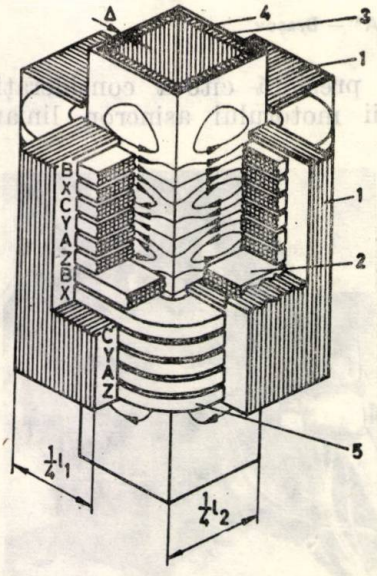


Fig. 2. Părțile constructive ale motorului asincron liniar și spectrul liniilor de curent din indus.

unui paralelipiped, a cărui bază este un pătrat cu latura egală cu $\frac{1}{4}1_2=0{,}23$ m și înălțimea de 0,67 m, de indus fiind fixate în interior patru circuite magnetice din tole 4 (fig. 2) de închidere a fluxurilor magnetice corespunzătoare celor patru pachete de tole statorice.

Principalele avantaje ale utilizării acestui tip de motor asincron liniar la acționarea ciocanelor de forjat sînt următoarele :

a. Părțile frontale 5 (fig. 2) ale înfășurării statorului au lungimi mici în raport cu lungimile părților frontale ale altor tipuri de înfășurări (în dublu strat, în simplu strat la lanț etc.), rezultînd astfel valori relativ mici pentru componenta reactanței de scăpări pe fază corespunzătoare fluxurilor magnetice de scăpări la părțile frontale ale înfășurării.

b. Datorită continuității constructive a indusului, liniile de curent din indus ar trebui să se închidă numai după o direcție transversală (în raport cu direcția de mișcare a indusului), rezultînd că la acest tip de motor nu ar trebui să apară efect de capăt transversal. Totuși, datorită discontinuității circuitelor magnetice 1 și 4 (fig. 2) și a diferitelor prelucrări tehnologice (îmbinare prin sudare, rectificare etc.) efectuate în dreptul marginilor longitudinale ale indusului, o parte a liniilor de curent se închid în interiorul fiecărei fețe a indusului (fig. 2), rezultînd că totuși apare un slab efect de capăt transversal, mult diminuat însă în raport cu cel care apare la motorul asincron liniar cu stator bilateral și indus placă neferomagnetic [12].

c. Pentru ca încălzirea indusului să nu depășească 200...250°C [4], se utilizează pături de curent statorice relativ mici, din acest punct de vedere fiind mai avantajoasă folosirea motorului asincron liniar cu stator unilateral (de tip cilindric) față de cel cu stator bilateral și indus placă.

d. Prin construcția sa de formă paralelipipedică, partea mobilă a ciocanului de forjat acționat cu motor asincron liniar de tip cilindric are o rezistență mecanică mai mare decît partea mobilă a ciocanului acționat cu motor asincron liniar cu stator bilateral și indus placă.

2. Ecuațiile de mișcare a berbecului ciocanului

La acționarea electrică a ciocanelor de forjat apar următoarele procese tranzitorii interdependente : electromecanice, electromagnetice și termice [7]. În lucrare se neglijează procesele inerțiale electromagnetice față de cele electromecanice, constanta lor de timp fiind mică în raport cu constanta electromecanică T [7], așa cum se poate observa pe oscilogramele curentului i_A din faza A, a cărei înfășurare ocupă o poziție simetrică față de marginile statorului [6], atît pentru regimul de funcționare cu simplă acțiune (fig. 4 a) cît și pentru regimul de funcționare cu dublă acțiune (fig. 5 a) ; procesele termice se consideră staționare. Rezultă că în calcule se poate utiliza, cu o precizie suficientă pentru aplicațiile industriale, caracteristica mecanică statică, liniarizată pe porțiuni (fig. 3 b), a mașinii asincrone liniare.

Ecuațiile de mișcare a berbecului ciocanului de forjat pentru regimul de funcționare cu simplă acțiune se determină cu ajutorul diagramei reprezentată în figura 3 c pentru un ciclu de funcționare [11]. În urma acționării la momentul $t_A = 0$ a limitatorului de cursă inferior LI de către cama berbecului, este alimentată înfășurarea statorului de la rețea, asupra părții mobile exercitîndu-se o forță electromagnetică de ridicare pînă la momentul $t = t_B$, cînd cama acționează limitatorul de cursă superior LS, care comandă deconectarea înfășurării statorului de la rețea. Datorită inerției, berbecul își continuă mișcarea de urcare pînă la $t = t_D$, cînd viteza sa este : $v = 0$ sub acțiunea forței gravitaționale urmează coborîrea berbecului pînă la momentul de impact $t = t_E$ (fig. 3 c). Pentru modelul experimental realizat, notînd masa părții mobile (berbecului) cu $m = 59$ kg, forța la pornire a motorului cu $F_p = 1\,600$ N (fig. 3 b), viteza

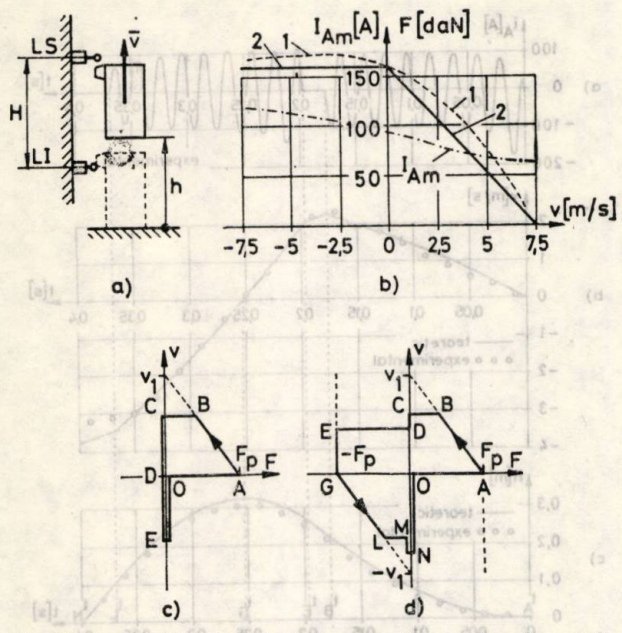


Fig. 3. *a* — Berbecul şi limitatoarele de cursă; *b* — curba amplitudinii curentului fazei *A* în funcţie de viteză şi caracteristica mecanică statică a maşinii liniare: 1 — reală; 2 — liniarizată; *c* — curba vitezei părţii mobile în funcţie de forţa dezvoltată de motor în cursul unui ciclu $v = f(F)$ pentru regimul de funcţionare cu simplă acţiune; *d* — curba $p = f(F)$ pentru regimul de funcţionare cu dublă acţiune.

cîmpului magnetic progresiv al motorului asincron liniar cu $v_1 = 7{,}5$ m/s şi acceleraţia gravitaţională cu g, rezultă ecuaţiile de mişcare (fig. 3 c) [11]:

$$AB: m\frac{dv}{dt} = F_p\left(1-\frac{v}{v_1}\right) - mg;$$

$$CE: m\frac{dv}{dt} = -mg. \qquad (1)$$

Soluţiile ecuaţiilor de mişcare sînt (fig. 3 a şi fig. 3 c) [11]:

$$AB: v = v_1\left(1-\frac{mg}{F_p}\right)\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right),$$

$$h = v_1\left(1-\frac{mg}{F_p}\right)t - vT,\quad T = \frac{mv_1}{F_p},$$

$$v(t_B) = v_B,\ h(t_B) = h_B; \qquad (2)$$

$$CE: v = v_B - g(t-t_B),$$

$$h = h_B + v_B(t-t_B) - \frac{1}{2}g(t-t_B)^2,$$

$$v(t_E) = -v_f,\ h(t_E) = 0,$$

unde v_f este viteza de impact a berbecului. În figurile 4 b şi 4 c sînt reprezentate curbele $v(t)$ şi $h(t)$ determinate pe calculator [11]

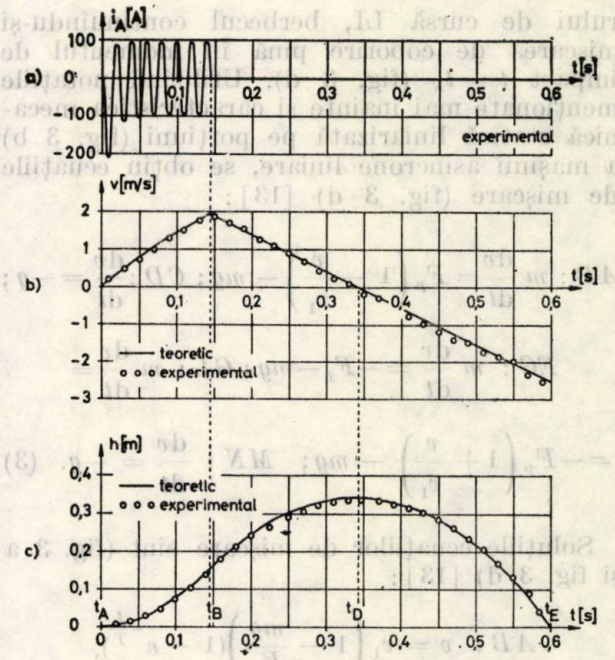


Fig. 4. Curbele curentului statoric din faza *A*, a vitezei şi a spaţiului parcurs de berbec în cursul unui ciclu pentru regimul de funcţionare cu simplă acţiune.

pentru o distanţă între limitatoarele de cursă de (fig. 3 a): $H = 0{,}165$ m şi o parte din rezultatele experimentale obţinute din oscilograma tensiunii unui traductor de deplasare incremental (eroarea traductorului fiind de ± 1 mm).

Ecuaţiile de mişcare a berbecului pentru regimul de funcţionare cu dublă acţiune se determină cu ajutorul diagramei reprezentată în figura 3 d pentru un ciclu de funcţionare [13]. În urma acţionării de către cama berbecului la momentul $t_A = 0$ a limitatorului de cursă LI, este alimentată înfăşurarea statorului de la reţe, asupra părţii mobile exercitîndu-se o forţă electromagnetică de ridicare pînă la momentul $t = t_B$, cînd cama acţionează limitatorul de cursă LS de contraconectare a făşurării statorului, berbecul continuîndu-şi însă, datorită inerţiei, mişcarea de urcare. Limitatorul de cursă LS întrerupe alimentarea statorului la $t = t_B$, iar după un scurt interval de timp datorat timpilor de acţionare ai releelor şi contactoarelor, este din nou alimentată înfăşurarea statorului la $t = t_E$ prin inversarea a două faze; maşina asincronă liniară funcţionează în regim de frînare prin contracurent pînă la $t = t_G$, cînd viteza berbecului: $v = 0$. Urmează coborîrea berbecului, datorită acţiunii forţei gravitaţionale şi a forţei electromagnetice exercitată de maşina asincronă liniară, care funcţionează acum în regim de motor; la $t = t_L$ este întreruptă alimentarea statorului în urma acţionării de către cama berbecului a limitato-

rului de cursă LI, berbecul continuîndu-şi mişcarea de coborîre pînă în momentul de impact $t = t_N$ (fig. 3 d). Utilizînd notaţiile menţionate mai înainte şi caracteristica mecanică statică liniarizată pe porţiuni (fig. 3 b) a maşinii asincrone liniare, se obţin ecuaţiile de mişcare (fig. 3 d) [13]:

$$AB: m\frac{dv}{dt} = F_p\left(1 - \frac{v}{v_1}\right) - mg;\ CD: \frac{dv}{dt} = -g;$$

$$EG: m\frac{dv}{dt} = -F_p - mg;\ GL: m\frac{dv}{dt} =$$

$$= -F_p\left(1 + \frac{v}{v_1}\right) - mg;\quad MN: \frac{dv}{dt} = -g. \quad (3)$$

Soluţiile ecuaţiilor de mişcare sînt (fig. 3 a şi fig. 3 d) [13]:

$$AB: v = v_1\left(1 - \frac{mg}{F_p}\right)(1 - e^{-\frac{t}{T}}),$$

$$h = v_1\left(1 - \frac{mg}{F_p}\right)t - vT,\ v(t_B) = v_B,\ h(t_B) = h_B;$$

$$CD: v = v_B - g(t - t_B),\ h = h_B + v_B\,(t - t_B) -$$

$$- \frac{1}{2}g(t - t_B)^2,\ v(t_E) = v_E,\ h(t_E) = h_E;$$

$$EG: v = v_E - \left(g + \frac{F_p}{m}\right)(t - t_E),\ h = h_E + v_E\,(t - t_E) -$$

$$- \frac{1}{2}\left(g + \frac{F_p}{m}\right)(t - t_E)^2,\ v(t_G) = 0,\ h(t_G) = h_m; \quad (4)$$

$$GL: v = -v_1\left(1 + \frac{mg}{F_p}\right)(1 - e^{\frac{t_G - t}{T}}),\ h = h_m - v_1\left(1 +\right.$$

$$\left. + \frac{mg}{F_p}\right)(t - t_G) - vT,\ v(t_L) = v_L,\ h(t_L) = h_L;$$

$$MN: v = v_L - g(t - t_L),\ h = h_L + v_L\,(t - t_L) -$$

$$- \frac{1}{2}g(t - t_L)^2,\ v(t_N) = -v_f,\ h(t_N) = 0,$$

în care h_m este lungimea cursei efectuate de berbec. Pentru modelul experimental de ciocan de forjat realizat, în figurile 5 b şi 5 c sînt reprezentate curbele în funcţie de timp ale vitezei v şi spaţiului h parcurs de berbec, determinate pe calculator [13] pentru o distanţă între LI şi LS de (fig. 3 a): $H = 0{,}2$ m, precum şi o parte din rezultatele experimentale obţinute cu ajutorul unui traductor de deplasare incremental. Pentru energia de lovire s-au obţinut

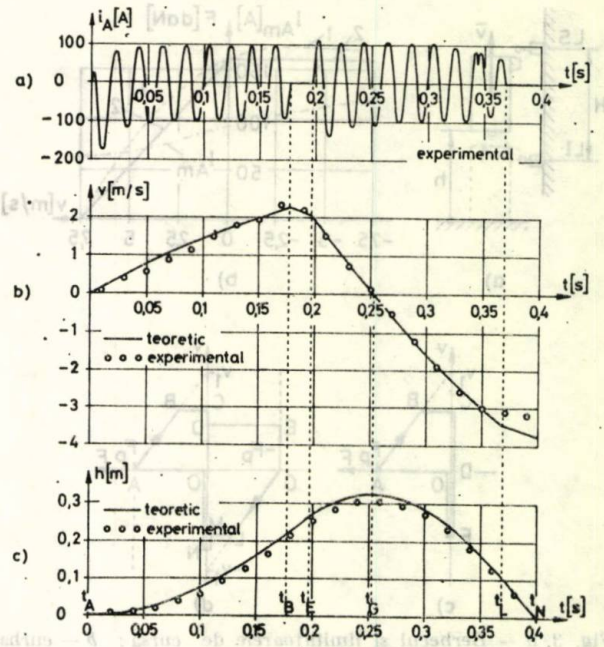


Fig. 5. Curbele curentului statoric din faza A, a vitezei şi a spaţiului parcurs de berbec în cursul unui ciclu pentru regimul de funcţionare cu dublă acţiune.

experimental (cu metoda epruvetelor din plumb) şi teoretic valori apropiate: $E \approx 2{,}75$ kJ.

3. Consideraţii asupra proiectării motorului asincron liniar

În lucrarea [6] este prezentată o metodă de calcul electromagnetic a motorului asincron liniar cu stator bilateral sau unilateral (cu circuit magnetic de închidere din tole) şi indus placă (neferomagnetic); motorul asincron liniar de tip cilindric se poate proiecta cu ajutorul acestei metode, dacă se iau în consideraţie particularităţile părţilor constructive, ale funcţionării şi ale fenomenelor specifice teoriei maşinilor asincrone plane pentru cazul acestui tip de motor. În regimul de funcţionare cu dublă acţiune a ciocanului de forjat, maşina asincronă liniară funcţionează în regimurile de motor şi de frînare prin contracurent, deci în jurul alunecării $s = 1$, rezultînd că una din datele de intrare la proiectarea maşinii liniare este forţa dezvoltată la pornire F_p. Dacă se cunoaşte energia de lovire a ciocanului de forjat (şi deci masa m şi viteza de impact v_f a părţii mobile), precum şi durata unui ciclu de funcţionare, atunci, cu ajutorul ecuaţiilor de mişcare determinate mai înainte se poate calcula, după alegerea vitezei cîmpului magnetic progresiv v_1 (superioară vitezei de impact), forţa la pornire F_p a maşinii asincrone liniare; în continuare se prezintă cîteva elemente specifice proiectării maşinii asincrone liniare de tip cilindric.

Dacă h_{j2} este înălţimea unui circuit magnetic de închidere din tole, atunci lăţimea de calcul

(totală) a circuitului magnetic statoric este (fig. 2):

$$l_1 = l_2 - 8\Delta - 8h_{j2}; \quad (5)$$

datorită fragmentării circuitului magnetic statoric în patru pachete de tole, la calculul lățimii ideale l_i a statorului [6], se adaugă lățimii l_1 cîte o porțiune teoretică suplimentară corespunzătoare fiecărei fețe frontale a pachetelor de tole statorice, rezultînd expresia [12]:

$$l_i = l_1 + 8\delta'' \frac{b_d}{t_1}, \quad (6)$$

în care δ'' este lățimea întrefierului echivalent, b_d este lățimea unui dinte statoric iar t_1 este pasul dentar al statorului; dacă în calcule se obține $l_i > l_2$, atunci se consideră $l_i = l_2$.

La asamblarea statorului, în vederea introducerii ușoare a laturilor bobinelor (constituite în general din conductoare de secțiune dreptunghiulară) în crestăturile celor patru pachete de tole, se utilizează pentru stator crestături deschise; dacă h_c este înălțimea unei crestături statorice, atunci lungimea părților frontale 5 (fig. 2) ale unei spire a înfășurării cilindrice este [12]:

$$l_f = K_f \pi h_c + 8\Delta + 8h_{j2}; \; K_f = 1{,}1 \ldots 1{,}3, \quad (7)$$

în care K_f este un coeficient dependent de șablonul utilizat la realizarea înfășurării.

Într-un calcul acoperitor de dimensionare a mașinii liniare, efectul parțial de capăt transversal menționat mai înainte se poate lua în considerație prin înmulțirea rezistenței indusului raportată la o fază a statorului cu coeficientul k_r [2] datorat efectului de capăt transversal, calculat în funcție de lățimile $\frac{1}{4}\, l_i$ și $\frac{1}{4}\, l_2$ (fig. 2) [12].

În lucrarea [5] este prezentat un studiu unidimensional al efectelor de capăt longitudinale la motorul asincron liniar cu indus placă neferomagnetic și stator scurt prevăzut cu o înfășurare în dublu strat și polii marginali complet bobinați. Performanțele motorului asincron liniar de tip cilindric se pot determina cu programul de calcul alcătuit în limbaj FORTRAN cu expresiile deduse în [5] dacă: a — se înlătură în calcule laturile exterioare ale bobinelor de compensare; b — la calculul tensiunii electromotoare indusă într-o fază M ($M = A, B, C$) de fluxurile inducției magnetice $\bar{B}$ din întrefier, avînd în vedere faptul că fluxurile magnetice care înlănțuie bobinele înfășurării statorului sînt de fapt egale cu fluxurile magnetice din jugul 4 (fig. 2) al părții mobile, se utilizează expresia (fig. 6) [12]:

$$\underline{U}_{eM} = -j\omega_1(-1)^m \frac{n_c l_i}{n_1} \sum_{i=0}^{q-1} \left(\int_{\lambda\tau + d_i}^{(\lambda+1)\tau + d_i} \underline{B}\, dx + \right.$$

$$\left. + \int_{(\lambda+2)\tau + d_i}^{(\lambda+3)\tau + d_i} \underline{B}\, dx + \ldots + \int_{(2p-2+\lambda)\tau + d_i}^{(2p-1+\lambda)\tau + d_i} \underline{B}\, dx \right), \quad (8)$$

în care, q este numărul de crestături pe pol și fază, n_c — numărul de conductoare dintr-o

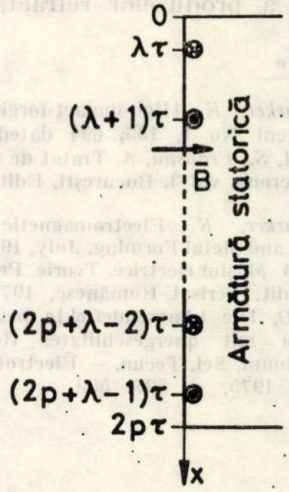


Fig. 6. Poziția relativă a laturilor bobinelor înfășurării unei faze cu pas diametral și $q = 1$.

crestătură, n_1 este numărul de conductoare legate în paralel pe o cale de curent, $m = 1$ și $\lambda = \frac{1}{2}$ pentru $M = A$, $m = 2$ și $\lambda = \frac{1}{6}$ pentru $M = B$, $m = 2$ și $\lambda = \frac{5}{6}$ pentru $M = C$, iar [12]:

$$d_i = -\frac{\tau}{6} + \frac{\tau}{6q} + i\frac{\tau}{3q}. \quad (9)$$

De menționat mai este și posibilitatea utilizării altor variante constructive de motor asincron liniar de tip cilindric: prin utilizarea unui circuit magnetic de închidere comun din tablă din oțel, se obține o reducere a volumului de prelucrări mecanice și manoperă necesare pentru realizarea și consolidarea mecanică a părții mobile, iar o creștere a forței specifice exercitată asupra părții mobile se poate obține prin utilizarea unui indus de tip colivie.

4. Concluzii

În lucrare se prezintă părțile constructive ale unei mașini asincrone liniare de tip cilindric și avantajele utilizării acesteia la acționarea ciocanelor de forjat și a sonetelor, scopul lucrării fiind determinarea ecuațiilor de mișcare

a părții mobile (berbecului) pentru regimurile de funcționare cu simplă și dublă acțiune; verificările experimentale efectuate pe un model (de ciocan de forjat) realizat în cadrul Universității din Brașov au arătat o bună concordanță între rezultatele teoretice și experimentale. Lucrarea conține și cîteva considerații referitoare la proiectarea motorului asincron liniar de tip cilindric; rezultatele prezentate în lucrare au fost folosite la proiectarea și realizarea unor instalații utilizate în procesul tehnologic de fabricație a produselor refractare [9].

Bibliografie

[1] *Percival-Barker, K.* High-impact-forging installation. British patent No 1, **195,** 694 dated August 1966.

[2] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Tratat de mașini electrice. Mașini asincrone, vol **3,** București, Edit. Acad. R.S.R., 1971.

[3] *Percival-Barker, K.* Electromagnetic forging. In: Metallurgia and Metal Forming, July, 1972, p. 227—229.

[4] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Teorie. Proiectare. Vol. **1.** Craiova, Edit. Scrisul Românesc, 1975.

[5] *Peșteanu, O.* Die Längsendeffekte beim asynchronen Linearmotor mit quergeschlitzter Reaktionsschiene. In: Rev. Roum. Sci. Techn. — Électrotechn. et Énerg. **20,** nr. 4, 1975, p. 537—552.

[6] *Peșteanu, O.* Calculul motoarelor asincrone liniare. In: E.E.A. — Electrotehnica, **24,** nr. 8, 1976, p. 298—303.

[7] *Brașovan, M., Seracin, E., Bogoevici, N., Kelemen, A., Trifa, V.* Acționări electrice. Aplicații industriale. București, Edit. tehnică, 1977.

[8] *Iancu, V.* Contribuții la studiul motorului liniar monofazat teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara, 1977.

[9] *Țața, M., Peșteanu, O., Samoilă, C.* Fasonarea mecanică a produselor refractare. Contract de cercetare științifică nr. 123 cu întreprinderea „Răsăritul" Brașov, 1978.

[10] *Moldovan, V., Crișan, A., Iancu, V., Biro, K., Viorel, A., Szilagyi, C., Necrelescu, I.* Rezultate obținute la încercarea modelului experimental al unui ciocan de matrițare acționat cu motor electric liniar. Comunicare la Sesiunea științifică a Institutului politehnic — Cluj-Napoca, Secția: Tehnologii și utilaje de prelucrare la cald, 28—29 octombrie 1978.

[11] *Peșteanu, O., Țața, M.* Ciocan de forjat acționat cu motor asincron liniar. Comunicare la sesiunea științifică „Optimizarea echipamentelor electrice și electronice", Universitatea din Brașov, 17—19 noiembrie, 1978.

[12] *Peșteanu, O.* Contribuții la proiectarea motorului asincron liniar de tip cilindric utilizat la acționarea ciocanelor de forjat, Buletinul Universității din Brașov, **vol. XXI—B,** 1979.

[13] *Peșteanu, O., Țața, M.* Motor asincron liniar utilizat la acționarea unui ciocan de forjat cu dublă acțiune. Comunicare la al V-lea Simpozion: „Informatică și conducere", Secțiunea 5, Laboratorul Județean de Informatică Cluj-Napoca, 9—12 mai, 1979.

CZ 621.314.333

ILUMINAT ELECTRIC FLUORESCENT
CLIMATIZARE
ECONOMIE DE ENERGIE

Iluminatul electric fluorescent integrat

FLORIN POP * — Cluj-Napoca

Modernizarea instalațiilor vizînd reducerea prețurilor de cost de investiții și exploatare, prin adoptarea unor soluții noi, mai eficiente, prin ameliorarea celor existente și prin recuperarea și valorificarea pierderilor de energie din acestea constituie una din căile de realizare a programului tehnic.

Printre soluțiile chemate să răspundă acestor deziderate se numără și realizarea unor sisteme integrate iluminat-încălzire-climatizare, prin care să se asigure parametrii fotometrici, termici și microclimatici necesari desfășurării activităților industriale și administrative.

Avînd în vedere nivelele de iluminare ridicate folosite în birourile de cercetare-proiectare și administrative, în unele țări s-au dezvoltat sistemele integrate iluminat-climatizare, fiind cunoscute climatizări ale unor blocuri administrative cu energie termică obținută numai din căldura degajată de instalațiile de iluminat electric fluorescent; acest lucru devine însă posibil pentru nivelele de iluminare de 1 000—1 500 lx.

În țara noastră, nivelele de iluminare medie folosite în practică sînt de 200—500 lx, pentru sistemul de iluminat direct-general-fluorescent. De aceea, avînd în vedere aportul termic important al instalației de iluminat fluorescent (fig. 1) în lucrările [3—6] s-a propus o instalație integrată iluminat-încălzire-climatizare.

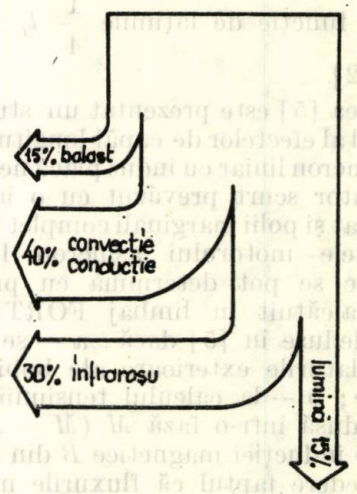


Fig. 1. Diagrama de bilanț energetic mediu al lămpilor fluorescente.

* Ing. *Pop, Fl.* lucrează la Institutul politehnic — Cluj-Napoca.

Realizarea unei astfel de instalații presupune adoptarea unui sistem de încălzire-climatizare cu aer cald și existența unor conducte și aparate pentru recircularea și eventual filtrarea aerului din încăpere. În acest caz, integrarea instalației de încălzire-climatizare cu instalația de iluminat se face cu minimum de cheltuieli, acestea vizînd, în special, modificări în construcția corpului de iluminat.

Sisteme integrate iluminat-încălzire-climatizare. Acestea trebuie să răspundă, în principal, următoarelor cerințe :

— prelucrarea căldurii corpurilor de iluminat ;

— recircularea aerului din încăpere și completarea acestuia cu aer proaspăt din exterior ;

— filtrarea și umezirea aerului ;

— completarea căldurii necesare pentru obținerea confortului termic.

Prelevarea căldurii corpurilor de iluminat se asigură prin unul din următoarele procedee :

— realizarea unei camere de presiune constantă etanșă (C.P.C.) și absorbția aerului din încăpere prin crearea unei depresiuni (fig. 2, a) ;

— absorbția aerului din încăpere prin conducte racordate la o hotă de absorbție individuală a fiecărui corp de iluminat (fig. 2, b) ;

— prelevarea căldurii corpurilor de iluminat înaintea disipării în încăpere, prin circulație cu apă (fig. 2, c).

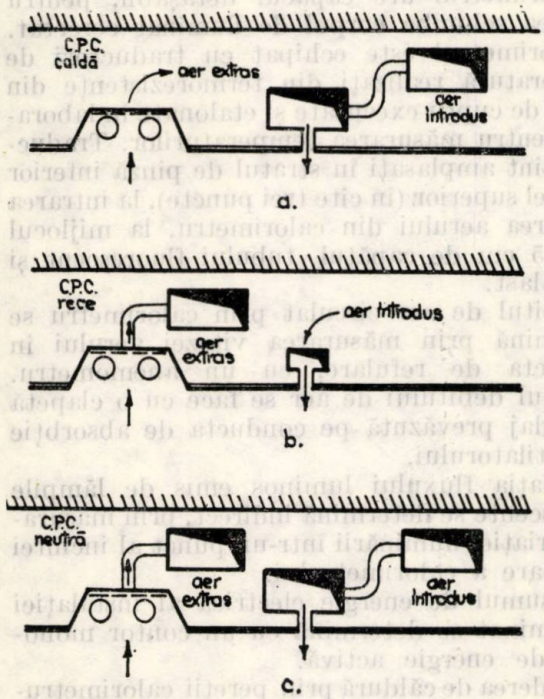


Fig. 2. Posibilități de realizare a camerei de presiune constantă.

Modul de utilizare a căldurii extrase din iluminatul electric fluorescent depinde de sistemul de climatizare adoptat. Astfel, în cazul realizării unei instalații numai cu aer proaspăt, recuperarea căldurii din aerul extras din încăpere se face cu ajutorul schimbătoarelor de căldură (de ex. de tip Econovent) sau al pompelor de căldură. Dacă se utilizează o instalație cu aer în amestec, aer proaspăt și aer recirculat, căldura conținută în aerul recirculat reprezintă o parte din cea necesară bateriei de încălzire din centrala de condiționare a aerului.

Pentru a se putea urmări comportarea unei instalații integrate iluminat-încălzire-climatizare, în Laboratorul de instalații pentru construcții de la Facultatea de construcții — Institutul politehnic — Cluj-Napoca s-a realizat o instalație experimentală, prezentată în lucrările [3, 4]. Schema instalației de recuperare a căldurii din iluminatul electric fluorescent este dată de figura 3 ; instalația experimentală realizată cuprinde șase corpuri FIRA—01—240, echipate cu lămpi fluorescente LFA 40/2, prevăzute cu hote individuale de absorbție ; un ventilator de 1 600 m^3/h pentru recircularea aerului din încăpere și ventilarea corpurilor de iluminat ; șapte guri de refulare cu fante continue, trei montate între corpuri, iar de o parte și de alta a corpurilor patru ; o microcentrală de condiționare a aerului, aparate de măsură electrice, hidraulice și termice ; clapete de reglaj pentru modificarea și egalizarea debitelor ; conducte pentru circulația aerului. Nivelul mediu de iluminare realizat pe planul de lucru aflat în spațiul instalației de recuperare a căldurii este de 800 lx, în situația de nefuncționare a instalației.

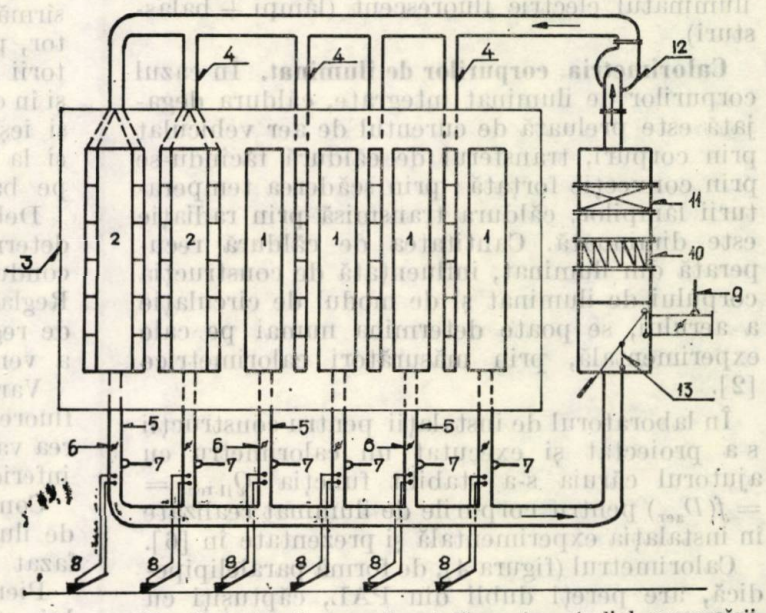


Fig. 3. Instalație experimentală pentru studiul recuperării căldurii din iluminat :

1 — corpuri FIRA 240 prevăzute cu hote individuale de absorbție a aerului ; *2* — idem, prevăzute și cu guri de refulare a aerului ; *3* — tavan fals ; *4, 5* — conducte de refulare, respectiv absorbție ; *6* — clapete de reglaj ; *7, 9* — termometre ; *8* — microanemometre ; *10* — filtru cu celule uscate ; *11* — baterie de încălzire ; *12* — ventilator ; *13* — clapete pentru reglarea debitului de aer proaspăt și recirculat.

Necesarul de căldură în instalaţia de încălzire-climatizare este dat de expresia [5], [8]:

$$Q_i = \frac{1+a}{2} Q_c + (1-a)\, D_{aer} \cdot c_p (t_c - t_e) - a \cdot Q_{il.rec.}, \quad (1)$$

în care Q_c este necesarul de căldură determinat pe baza bilanţului termic al încăperii; $Q_{il.rec.}$ — cantitatea de căldură recuperată din instalaţia de iluminat prin absorbţia aerului din încăpere prin corpurile de iluminat integrate; D_{aer} — debitul de aer vehiculat prin corpurile de iluminat; t_c — temperatura interioară de calcul, medie a temperaturilor aerului de intrare şi de ieşire din încăpere; t_e — temperatura aerului proaspăt, din exterior; c_p — căldura specifică la presiune constantă a aerului; a — cantitatea aerului recirculat, în valori zecimale.

Din această relaţie se observă că recircularea aerului din încăpere într-un procent cît mai mare asigură reducerea puterii necesare instalaţiei de încălzire climatizare cu termenul $a \cdot Q_{il.rec.}$.

Căldura recuperată $Q_{il.rec.}$ din căldura degajată de instalaţia de iluminat Q_{il} este proporţională cu debitul de aer vehiculat prin corpurile de iluminat.

Căldura degajată din instalaţia de iluminat se poate determina cu aproximaţie cu relaţia

$$Q_{il} = 0{,}85 \cdot P_{il}, \quad (2)$$

în care P_{il} este puterea electrică instalată în iluminatul electric fluorescent (lămpi + balasturi).

Calorimetria corpurilor de iluminat. În cazul corpurilor de iluminat integrate, căldura degajată este preluată de curentul de aer vehiculat prin corpuri, transferul de căldură făcîndu-se prin convecţie forţată; prin scăderea temperaturii lămpilor, căldura transmisă prin radiaţie este diminuată. Cantitatea de căldură recuperată din iluminat, influenţată de construcţia corpului de iluminat şi de modul de circulaţie a aerului, se poate determina numai pe cale experimentală, prin măsurători calorimetrice [2].

În laboratorul de instalaţii pentru construcţii s-a proiectat şi executat un calorimetru cu ajutorul căruia s-a stabilit funcţia $Q_{il.rec.} = f(D_{aer})$ pentru corpurile de iluminat realizate în instalaţia experimentală şi prezentate în [6].

Calorimetrul (figura 4), de formă paralelipipedică, are pereţi dubli din PAL, căptuşiţi cu polistiren expandat, despărţiţi de un strat de aer de 20 mm grosime. Corpul de iluminat sprijinit pe o placă suport separă spaţiul interior în două incinte: inferioară şi superioară. Pentru înmagazinarea energiei termice radiată de corpul de iluminat, sînt prevăzute două straturi din pînză neagră permeabilă pentru aer, unul în incinta inferioară, iar celălalt în cea superioară. Aerul este introdus în partea inferioară a calorimetrului de către un ventilator, trece prin stratul inferior de pînză, prin corpul de iluminat în a cărui cutie de echipament (balast, cleme, conductoare) sînt practicate fante, apoi prin stratul superior de pînză şi este evacuat din calorimetru prin partea sa superioară. În acest fel se recuperează atît căldura introdusă în incinta calorimetrului prin radiaţie termică, cît şi căldura transmisă de corpul de iluminat aerului vehiculat, prin convecţie forţată.

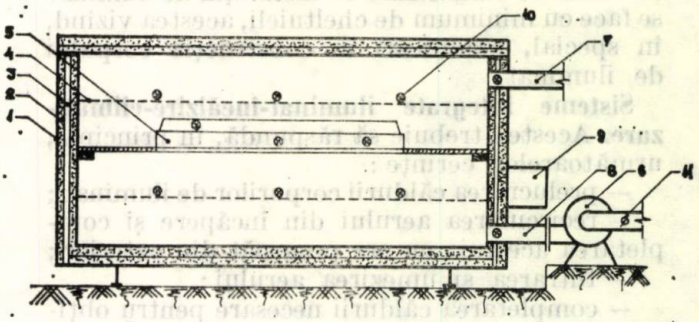


Fig. 4. Calorimetru pentru determinarea căldurii recuperate — secţiune longitudinală:
1 — PAL; *2* — polistiren expandat; *3* — strat de aer; *4* — strat permeabil din pînză neagră; *5* — corp de iluminat; *6* — ventilator; *7* — conductă de evacuare; *8* — conductă de introducere; *9* — panou de măsură; *10* — traductori de temperatură; *11* — clapetă de reglaj.

Calorimetrul are capacul detaşabil, pentru a putea schimba corpul de iluminat cercetat.

Calorimetrul este echipat cu traductori de temperatură realizaţi din termorezistenţe din sîrmă de cupru executate şi etalonate în laborator, pentru măsurarea temperaturilor. Traductorii sînt amplasaţi în stratul de pînză inferior şi în cel superior (în cîte trei puncte), la intrarea şi ieşirea aerului din calorimetru, la mijlocul şi la 5 cm de capătul tubului fluorescent şi pe balast.

Debitul de aer circulat prin calorimetru se determină prin măsurarea vitezei aerului în conducta de refulare, cu un anemometru. Reglajul debitului de aer se face cu o clapetă de reglaj prevăzută pe conducta de absorbţie a ventilatorului.

Variaţia fluxului luminos emis de lămpile fluorescente se determină indirect, prin măsurarea variaţiei iluminării într-un punct al incintei inferioare a calorimetrului.

Consumul de energie electrică al instalaţiei de iluminat se determină cu un contor monofazat de energie activă.

Pierderea de căldură prin pereţii calorimetrului este de 13 kcal/h, la o diferenţă de temperatură de 8°C.

Pe baza determinărilor făcute s-au trasat graficele din figura 5, care reprezintă, în valori raportate, variaţia fluxului luminos şi a căldurii recuperate din iluminat $Q_{rec.il}$ în funcţie de debitul de aer pe lampă D, m³/h sau de

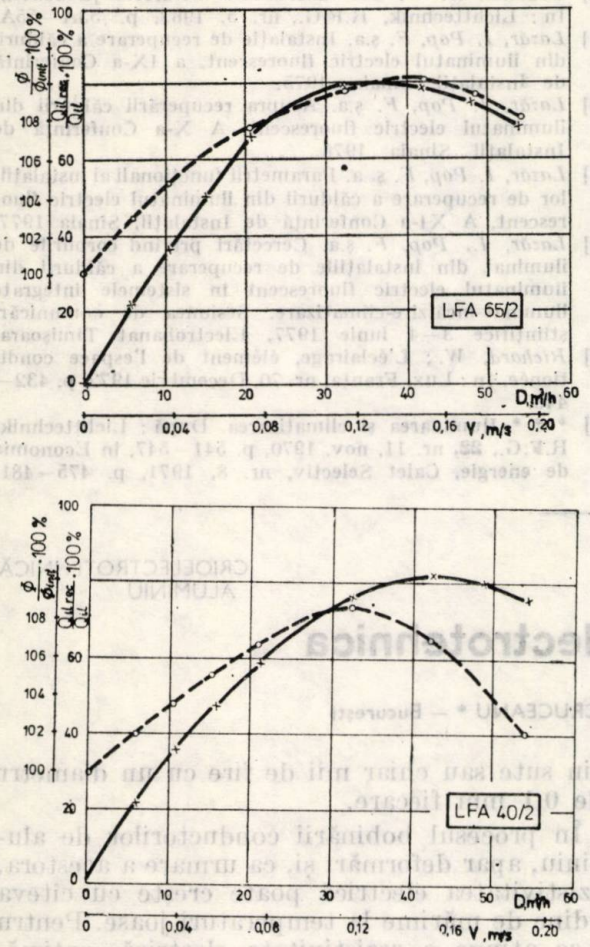


Fig. 5. Variația fluxului luminos Ø și a căldurii recuperate din iluminat $Q_{rec.il.}$ în funcție de debitul de aer pe lampa D sau de viteza aerului pe lîngă lampa v:
—0—0— fluxul luminos; —x—x— căldura recuperată.

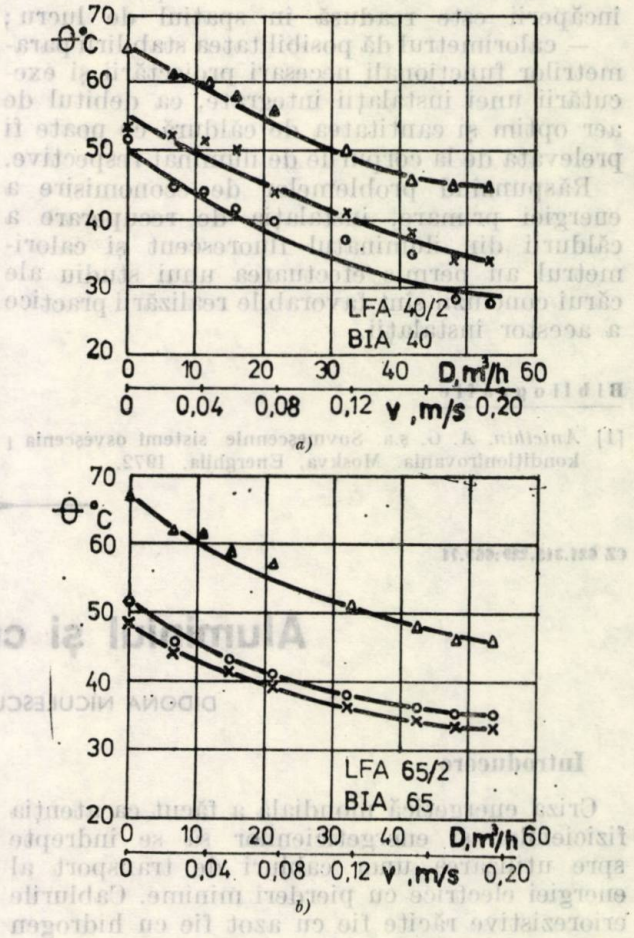


Fig. 6. Variația temperaturii ⊖
—Δ—Δ— tub fluorescent-capăt; — × — × — tub fluorescent-mijloc; —0—0— balast.

viteza aerului pe lîngă lampă v, m/s, pentru lămpile LFA40/2 (fig. 5 a) și LFA 65/2 (fig. 5 b). Variația temperaturii tubului lămpii fluorescente și a balastului este dată în figura 6, pentru aceleași lămpi, în funcție de aceleași mărimi.

Prin analizarea graficelor din figura 5 se stabilește valoarea optimă a debitului de aer vehiculat prin corpurile de iluminat din punct de vedere al recuperării căldurii, de circa 40 m³/h pentru o lampă LFA 40/2, respectiv 30—35 m³/h, pentru LFA 65/2. De asemenea, se constată că pentru aceste valori ale debitelor de aer se obține o mărire a fluxului luminos emis de lămpi de circa 7—8%, pentru lampa LFA 40/2, respectiv 9—10%, pentru LFA 65/2, în raport cu fluxul luminos emis de lămpile aflate în corpuri de iluminat obișnuite.

Cu ajutorul curbelor prezentate în figura 6 se stabilește dispunerea optimă a balasturilor și a fantelor practicate în corpul de iluminat, astfel ca aerul să „spele" cît mai bine lămpile fluorescente și balasturile.

Concluzii

Urmărirea funcționării instalației integrate de încălzire-climatizare-iluminat realizată în laborator conduce la stabilirea următoarelor avantaje:

— posibilitatea controlării și luării în considerație a aportului termic al instalației de iluminat în scopul încălzirii și climatizării încăperii, reducînd astfel consumul de energie necesar încălzirii aerului în centrala de condiționare;

— prin trecerea aerului peste lămpile fluorescente ale instalației de iluminat, cu o viteză corespunzătoare, se obține o curățire a acestora de praf (la anumite condiții date de concentrația și natura prafului), ceea ce duce la creșterea randamentului corpului de iluminat;

— prin menținerea lămpilor la o temperatură optimă de funcționare [7], se mărește fluxul luminos emis de lămpi cu circa 7—10%, ceea ce permite reducerea în mod corespunzător a instalației de iluminat;

— se obține un cîmp de temperatură uniform în spațiul încăperii, foarte favorabil confortului termic;

— căldura aflată în zonele superioare ale încăperii este readusă în spaţiul de lucru;
— calorimetrul dă posibilitatea stabilirii parametrilor funcţionali necesari proiectării şi executării unei instalaţii integrate, ca debitul de aer optim şi cantitatea de căldură ce poate fi prelevată de la corpurile de iluminat respective.

Răspunzînd problemelor de economisire a energiei primare, instalaţia de recuperare a căldurii din iluminatul fluorescent şi calorimetrul au permis efectuarea unui studiu ale cărui concluzii sînt favorabile realizării practice a acestor instalaţii.

Bibliografie

[1] *Anicihin, A. G.* ş.a. Sovmeşcennie sistemi osveşcenia i kondiţionirovania. Moskva, Energhiia, 1972.

[2] *Bodman, H. W.* Zur kalorimetrie belüfteter jLeuchten. In: Lichttechnik, R.F.G., nr. 5, 1967, p. 53A—55A.

[3] *Lazăr, I. Pop, F.* ş.a. Instalaţie de recuperare a căldurii din iluminatul electric fluorescent, a IX-a Conferinţă de Instalaţii, Sinaia, 1975.

[4] *Lazăr, I. Pop, F.* ş.a. Asupra recuperării căldurii din iluminatul electric fluorescent, A X-a Conferinţă de Instalaţii, Sinaia, 1976.

[5] *Lazăr, I. Pop, F.* ş. a. Parametrii funcţionali ai instalaţiilor de recuperare a căldurii din iluminatul electric fluorescent, A XI-a Conferinţă de Instalaţii, Sinaia 1977.

[6] *Lazăr, I., Pop, F.* ş.a. Cercetări privind corpurile de iluminat din instalaţiile de recuperare a căldurii din iluminatul electric fluorescent în sistemele integrate iluminat-încălzire-climatizare. Sesiunea de comunicări ştiinţifice 3—4 iunie 1977, Electrobanat Timişoara.

[7] *Richard, W.*: L'éclairage, élément de l'espace conditionée. In: Lux, Franţa, nr. 70, Decembrie 1972, p. 432—446.

[8] * * * Iluminarea şi climatizarea. După: Lichttechnik, R.F.G., **22**, nr. 11, nov. 1970, p. 541—547, în Economia de energie, Caiet Selectiv, nr. 8, 1971, p. 475—481.

CZ 621.315.229:669.71

CRIOELECTROTEHNICĂ
ALUMINIU

Aluminiul şi crioelectrotehnica

DIDONA NICULESCU şi E. CRUCEANU * — Bucureşti

Introducere

Criza energetică mondială a făcut ca atenţia fizicienilor şi energeticienilor să se îndrepte spre utilizarea unor cabluri de transport al energiei electrice cu pierderi minime. Cablurile criorezistive răcite fie cu azot fie cu hidrogen lichid, sau supraconductoare răcite cu heliu lichid, prezintă avantaje majore faţă de metodele clasice ale transportului energiilor mari pe distanţe mici, precum şi în construcţia transformatoarelor, generatoarelor şi motoarelor electrice. Utilizarea cablurilor criorezistive se bazează pe scăderea rapidă a rezistenţei unor metale foarte pure, cînd temperatura scade sub 150 K. Succesele în elaborarea unor metode perfecţionate de purificare pe cale chimică şi metalurgică a metalelor, care asigură o concentraţie a impurităţilor de numai cîteva părţi per milion (ppm), sau chiar per miliard în elementul de bază, oferă astfel electrotehnicii baza materială pentru construcţia unor astfel de cabluri.

Cu obţinerea metalului în stare de puritate maximă nu se pot însă considera încheiate cercetările privind cablurile criogenice. Însăşi construcţia cablului ridică dificultăţi tehnice majore.

Astfel, în URSS, după elaborarea tehnologiei de purificare a aluminiului pe scară semi-industrială pînă la un conţinut în aluminiu de cel puţin 99,999%, s-a trecut la obţinerea cablurilor de aluminiu multifilare, formate din sute sau chiar mii de fire cu un diametru de 0,1 mm fiecare.

În procesul bobinării conductorilor de aluminiu, apar deformări şi, ca urmare a acestora, rezistivitatea electrică poate creşte cu cîteva ordine de mărime la temperaturi joase. Pentru a se atinge o rezistivitate electrică optimă, componentele echipamentului electric cu înfăşurări conductoare, trebuie să fie supuse unui tratament termic adecvat după aplicarea înfăşurării.

În lucrarea de faţă, se prezintă rezultatele obţinute pe diverse probe de aluminiu purificat pe căi chimice şi metalurgice, pornindu-se de la aluminiul fabricat de întreprinderea de aluminiu din Slatina.

1. Aluminiul — material cu multiple avantaje pentru cablurile criorezistive

Printre metalele cu şanse ridicate de a fi utilizate la temperaturi joase amintim cuprul, aluminiul, argintul şi zincul care, pe lîngă faptul că posedă o rezistivitate electrică mică, au şi bune proprietăţi mecanice, ceea ce facilitează obţinerea lor prin tehnologia sub formă de fire sau benzi. Însă, din considerente de ordin economic, ca şi din considerente ce au la bază valorile conductibilităţii electrice şi termice, ale căldurii specifice la temperaturi joase, ale variaţiei rezistivităţii electrice în cîmp magnetic, rezultă că aluminiul este unul din metalele cu perspectivele cele mai mari de a fi utilizat în crioelectrotehnică.

* Dr. ing. Niculescu, D. şi dr. ing. Cruceanu, E. lucrează la I.F.T.A.R. — Bucureşti.

Din figura 1 se observă că în timp ce la temperatura camerei metalele mai sus amintite se situează în următoarea ordine crescîndă a rezistivităţii ideale (calculată din formula Bloch-Grüneisen [1]: argint, cupru, aluminiu, sodiu,

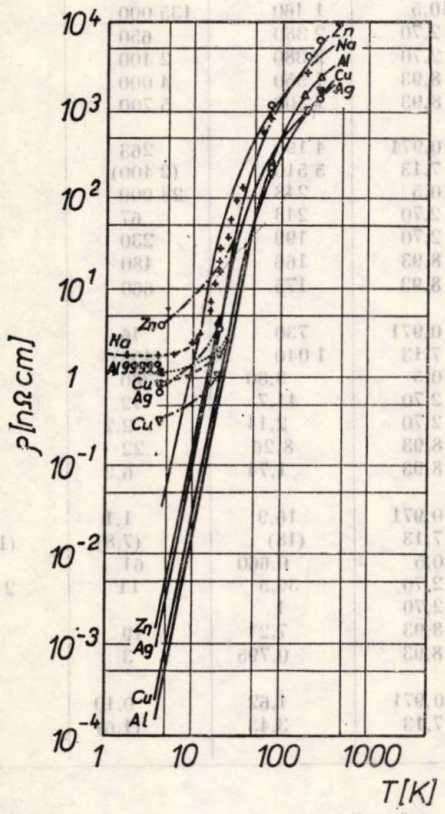


Fig. 1. Dependenţa de temperatură a rezistivităţii ideale calculată din formula Bloch-Grüneisen, pentru Ag, Cu, Al, Na, Zn şi rezistivităţile măsurate pentru probe de Ag, Al, Zn, Cu şi Na la diferite purităţi [2].

zinc, curbele se intersectează de un număr de ori, astfel încît la temperaturi foarte joase, ordinea devine: aluminiu, cupru, argint, zinc, sodiu.

În practică, firele ce conduc curentul sînt folosite şi pentru a produce cîmpuri magnetice, iar rezistenţa electrică creşte în cîmp magnetic.

În tabelul 1 sînt date comparativ rezistivităţile pentru cele mai pure dintre cele 5 metale

Tabelul 1

	T(K)	ρ(nΩ cm) $H=0$	$H=18$ kg
Ag	4,2	0,734	8,8
	20,4	4,33	15
Cu	4,2	0,884	
	20,4	1,93	10
Al(99,999)	4,2	1,11	2,7
	20,4	2,38	5,7
Zn	4,2	3,81	650
	20,4	(20)	260
Na	4,2	1,8	
	20,4	18,8	20,1

la cîmp $H = 0$ şi $H = 18$ kg [3]. Cea mai joasă rezistivitate la acest cîmp magnetic o prezintă aluminiul de puritate 5N. Pentru argint, cupru şi sodiu s-au obţinut valori mai mari, iar zincul prezintă o creştere mare a rezistivităţii.

Tabelul 2 însumează caracteristicile comerciale şi tehnice ale celor mai pure metale, astfel încît să poată fi comparate meritele lor tehnologice şi economice la diferite temperaturi [3].

Preţul comparativ al conductoarelor de egală lungime şi rezistenţă este dat în coloana 7, indicînd cel mai mare cost la toate temperaturile pentru argintul tehnic pur şi cel mai coborît pentru Na.

De asemenea, se vede că aluminiul şi cuprul tehnic pur la 20,4 şi 4,2 K sînt mult mai favorabile din punct de vedere al costului decît aluminiul şi cuprul comercial.

În afară de costul materialului, valoarea conductorului, la temperaturi joase este determinată, printre alţi factori, şi de secţiunea transversală. Aceasta trebuie să fie cît mai mică, pentru a minimaliza volumul ce trebuie răcit şi pentru a evita conducţia excesivă prin conductor.

Prin compararea secţiunilor transversale relative ale conductorilor de aceeaşi lungime şi rezistenţă, se poate vedea că la 20,4 şi 4,2 K, argintul, aluminiul şi cuprul pur sînt cele mai avantajoase, iar sodiul poate fi luat în consideraţie de la 4,2 K.

Cheltuielile de exploatare ale generatoarelor şi transformatoarelor sînt considerabil afectate de pierderile de energie care apar în acestea. Pierderile relative de energie din coloana 8 au fost calculate prin însumarea căldurii Joule, generată de conductor, şi lucrul necesar pentru îndepărtarea ei prin răcire. Pentru toate metalele, cu excepţia sodiului, minimul pierderilor de energie apare pentru 20,4 K. Pentru aluminiu şi cupru acestea reprezintă numai aproximativ 10—15% din pierderile în conductorii de cupru comercial la temperatura camerei. Răcirea la 77 K nu reduce aceste pierderi pentru metalele de mai sus. La 20,4 K pierderile pentru conductorul de aluminiu comercial sînt de aproximativ 20 ori mai mari decît acelea pentru aluminiul pur.

În concluzie, se vede că atît din punct de vedere economic cît şi tehnic, aluminiul pur, cu mai puţin de 10 p.p.m. impurităţi, constituie cel mai indicat material conductor pentru echipamente şi cabluri care lucrează la 20,4 K.

Impurităţile chimice sau fizice contribuie la rezistivitate cu o componentă independentă de temperatură (rezistivitatea reziduală).

Pe figura 2 se poate urmări efectul conţinutului de impurităţi asupra rezistivităţii aluminiului [2].

După ce s-a aplicat un tratament termic optim, care pentru aluminiu este de 400—500°C,

Tabelul 2

T, K	Metal	Preț, DM/kg	ρ, nΩ cm	γ, g/cm³	*Sr*	*Pr*	*J*
293	Ag 99,999 %	190	1 620	10,5	1 460	135 000	94
	Al 99,9 %	2,2	2 640	2,70	2 380	650	153
	Al 99,999 %	8	2 640	2,70	2 380	2 400	153
	Fire de Cu	6,3	1 720	8,93	1 550	4 000	100
	Cu obț. prin dublă electroliză	9,1	1 670	8,93	1 500	5 700	97
	Na	1,4	4 650	0,971	4 190	263	270
	Zn de înaltă purit.	(1,3)	6 120	7,13	5 510	(2 400)	356
77	Ag 99,999 %	190	276	10,5	248	23 000	144
	Al 99,9 %	2,2	270	2,70	243	67	141
	Al 99,999 %	8	221	2,70	199	230	116
	Fire de Cu	6,3	206	8,93	166	480	108
	Cu obț. prin dublă electroliză	9,1	194	8,93	175	660	102
	Na	1,4	810	0,971	730	46	425
	Zn de înaltă purit.	(1,3)	1 160	7,13	1 040	(450)	604
20,4	Ag 99,999 %	190	4,33	10,5	3,80	360	26
	Al 99,9 %	2,2	46,3	2,70	41,7	12	272
	Al 99,999 %	8	2,38	2,70	2,14	2,2	14
	Fire de Cu	6,3	9,19	8,93	8,26	22	54
	Cu obț. prin dublă electroliză	9,1	1,93	8,93	1,74	6,3	11
	Na	1,4	18,8	0,971	16,9	1,1	110
	Zn de înaltă purit.	(1,3)	20	7,13	(18)	(7,8)	(117)
4,2	Ag 99,999 %	190	0,734	10,5	0,660	61	43
	Al 99,9 %	2,2	43,9	2,70	39,5	11	2 550
	Al 99,999 %	8	1,11	2,70	1		65
	Fire de Cu	6,3	8,01	8,93	7,21	19	466
	Cu obț. prin dublă electroliză	9,1	0,884	8,93	0,795	3	51
	Na	1,4	1,8	0,971	1,62	0,10	103
	Zn de înaltă purit.	(1,3)	3,81	7,13	3,43	(1,6)	220

Legendă:

Sr — Secțiunea transversală relativă a conductorilor de egală lungime și rezistență;
Pr — Prețul relativ al conductorilor de egală lungime și rezistență;
J — Pierderile relative în conductori de egală lungime și secțiune transversală traversați de același curent.

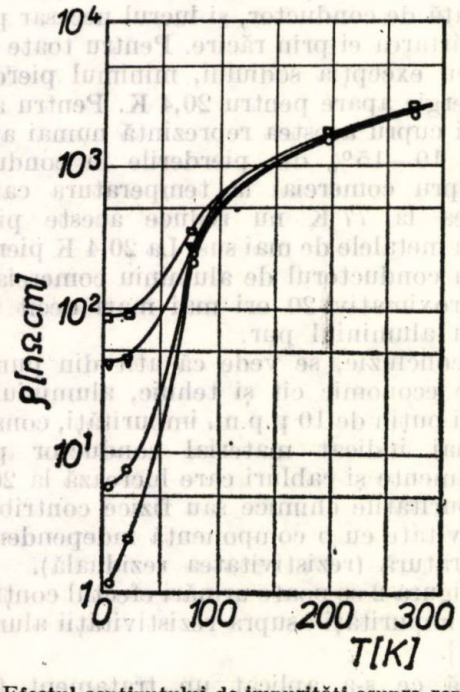


Fig. 2. Efectul conținutului de impurități asupra rezistivității electrice a Al.

pentru înlăturarea imperfecțiunilor din rețeaua cristalină, conținutul de impurități ale metalului are un efect marcant asupra rezistivității lui sub aproximativ 60 K.

Pentru aluminiul cu impurități naturale se poate considera că 1 p.p.m. impurități contribuie cu $\Delta\rho = 0{,}6 \cdot 10^{-11}$ Ωm adică 1 ρ.p.m. dă un raport al rezistenței reziduale, definit ca:

$$\mathrm{RRR} = \frac{\rho_{300\ \mathrm{K}} - \rho_{4{,}2\ \mathrm{K}}}{\rho_{4{,}2\ \mathrm{K}}} \approx \frac{\rho_{300\ \mathrm{K}}}{\rho_{4{,}2\ \mathrm{K}}},$$

de aproximativ 40 000.

Impuritățile care apar de obicei în aluminiu, precum și solubilitățile maxime pentru toate elementele metalice sînt date în tabelul 3.

2. Rezultate experimentale

Aluminiul studiat în lucrarea de față a fost obținut de Centrul de cercetări și proiectări pentru metale rare și pure (CCPMRP), prin topire zonară. El se prezintă sub formă de fir cu diametrul de $1{,}6 \cdot 10_m^{-3}$, în care impurită-

Proprietăţile impurităţilor metalice în Al

Tabelul 3

(1) E	(2) AN	(3) $\frac{M_E}{M_{Al}}$	(4) Z	(5) $\frac{r_E}{r_{Al}}$	(6) Sol at %	(7) densit % per 0,1 at % E	(8) ρ, Ω cm per at % E
Ag		4,0	1	1,01	24		1,0
As		2,8	−3, 3, 5				0,5
Au		7,3	1	0,01	0,10		
Be		0,67	2	0,788	0,17	−0,04	
Bi		7,7	3, 4, 5	1,29	0,02	+0,07	1,3
Ga	3	1,5	2	1,38	0,4		0,3
Cd		4,2	2	1,09	0,14		0,57
Co		2,2	2,2	0,875	0,01		3,6
Cr	3	1,9	2, 3, 6	0,984	0,38	+0,06	8,4
Cu	1	2,4	1,2	0,898	2,5	+0,07	0,83
Fe	1	2,1	2,3	0,0893	0,025	+0,07	5,4
Ga		2,6	3	1,06	9,5	+0,06	0,24
Ge		2,7	2,4	1,03	2,0		0,79
Hg		7,4	1,2	1,03			
In		4,3	3	1,16	0,04		
Li		0,26	1	1,09	14	−0,05	0,86
Mg	1	0,90	2	1,12	17		0,46
Mn	1	2,0	2, 4, 7	0,903	0,90	=0,06	6.9
Mo		3,6	6	0,980			7,5
Na	3	0,85	1	1,33			2
Nb		3,4	5	1,03	0,09		
Ni		2,1	2	0,870	0,025	+0,07	1,6
Pb		7,7	2, 4	1,22	0,025	+0,08	1,2
Re		6,9	−1, 1−7	0,961	0,26		
Sb		4,5	−3, 3, 5		0,022		0,9
Sc	2	1,7	3	1,15			5
Si	1	1,0	4	0,978	1,6	−0,01	0,72
Sn		4,4	2, 4	1,18	0,02	+0,06	0,9
Ta		6,7	5	1,03	0,036		
Th		8,6	4	1,26	0,0012		
Ti	2	1,8	4	1,02	0,14	+0,04	5,5
V	2	1,9	2−5	0,944	0,2	+0,06	6,8
W		6,8	4, 6	0,987	0,024		7,3
Zn	1	2,4	2	0,972	66	+0,06	0,23
Zr		3,4	4	1,12	0,083	+0,06	5,81

Legenda: (1) E — element; (2) $A.N.$ — apariţie naturală în Al de înaltă puritate 1 — întotdeauna; 2 — frecvent; 3 — uneori (3) — Masa atomică; (4) z — valenţă pentru elemente de netranziţie; (5) raportul dintre raza atomică a elementului şi cea a Al; (6) Solubilitatea maximă a elementului în Al, determinată între 600−700°C; (7) Variaţia densităţii pe 0,1 greut. at % impurităţi; (8) Variaţia rezistivităţii pe procent atomic al elementului în Al.

ţile sînt distribuite uniform, lucru dovedit prin reproductibilitatea rezultatelor experimentale privind rezistivitatea electrică la temperaturi joase ale unor probe din diferite porţiuni ale firului.

Pentru eliminarea defectelor de reţea, aceste probe au fost supuse unui tratament de recoacere la o temperatură de 500°C timp de 4 ore. Recoacerea s-a realizat în fiole de cuarţ sudate sub vid, introduse într-un cuptor, cu o foarte bună omogenitate a temperaturii pe toată lungimea fiolei. Răcirea s-a realizat lent în cuptor (mai puţin de 50°C pe oră).

Tratamente termice mai îndelungate sau la temperaturi mai mari nu au dus la îmbunătăţiri ale purităţii probelor, în concordanţă cu cele amintite anterior.

Măsurătorile electrice s-au efectuat într-o instalaţie a cărei schemă este reprezentată pe figura 3.

Răcirea se realizează într-un criostat de He lichid pînă la 1,8 K, încălzirea probei de la această temperatură pînă la temperatura camerei se face cu ajutorul unei rezistenţe de manganin, alimentată din exterior.

Temperatura a fost determinată cu ajutorul unei rezistenţe de carbon tip Allen-Bradley, calibrată, în prealabil, cu o rezistenţă de germaniu produsă de firma Cryocall. Precizia măsurătorilor este de 0,1 K.

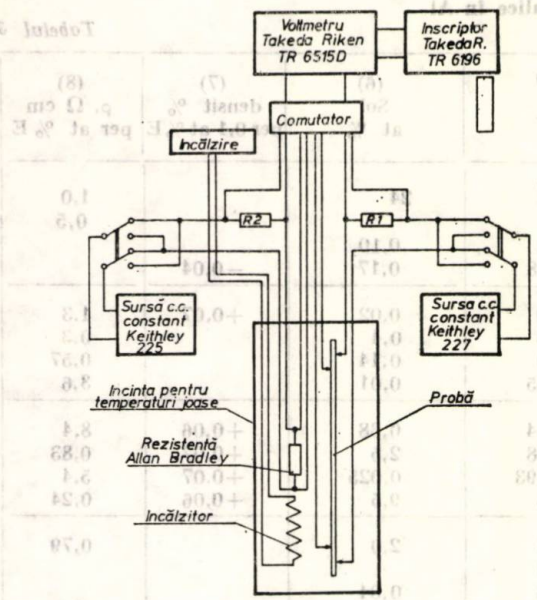


Fig. 3. Schema instalației de măsură a rezistivității electrice în funcție de temperatură.

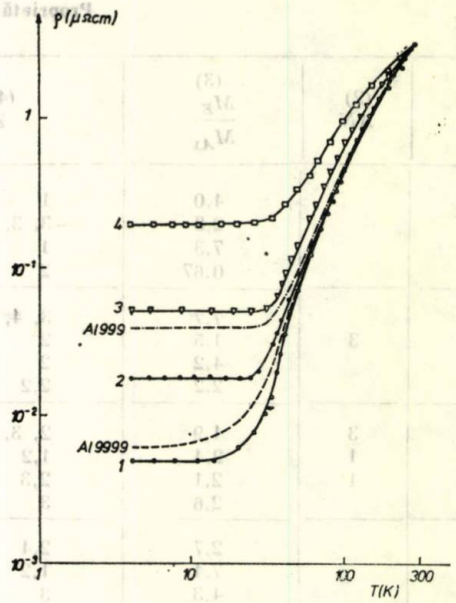


Fig. 4. Rezistivitatea electrică totală a Al în funcție de temperatură:

1 — probă de Al de la CCPMRP nerecoaptă; *2* — probă de Al de la CCPMRP recoaptă; *3* — probă de Al de la Uzina de Al din Slatina; *4* — probă de Al de la Uzina de Al din Slatina după ecruisare.

Suportul probei este confecționat din cupru electrolitic pentru a avea o bună conductibilitate termică, izolarea electrică a probei făcîndu-se printr-un strat subțire de mică. Măsurarea rezistivității s-a realizat prin metoda clasică „în 4 puncte".

Proba se află în serie cu o rezistență etalon R_1, alcătuind circuitul exterior al unei surse de curent continuu constant tip Keithley 227. Această alimentare este necesară întrucît valoarea rezistenței de măsurat variază în funcție de temperatură și utilizarea unei surse obișnuite ar avea ca urmare variația intensității curentului de alimentare.

Căderea de tensiune care apare pe probă este citită printr-un comutator la un voltmetru tip Takeda—Riken, care trasmite datele la un imprimator.

Precizia măsurării este de 10 nV.

Un circuit analog este prevăzut pentru alimentarea rezistenței Allen-Bradley. Sursa Keithley alimentează rezistența de carbon în serie cu rezistența etalon R_2 necesară stabilirii curentului de alimentare de regulă 10 μA. Căderile de tensiune care apar la bornele acestor rezistențe sînt citite de voltmetru prin comutator și înregistrate pe o bandă de hîrtie.

Alimentarea probei, cît și a rezistenței — termometru se fac prin intermediul unor inversoare care permit schimbarea sensului curentului de alimentare, astfel încît să se elimine tensiunile termo-electro-motoare parazite care pot apare în fire.

Pe figura 4 sînt prezentate rezultatele experimentale privind dependența de temperatură a rezistivității electrice totale pentru o probă tipică nerecoaptă și una recoaptă în condițiile amintite (curbele 1 și 2).

Pentru comparare, s-au reprezentat și rezultatele experimentale pentru un sort de aluminiu de la Întreprinderea de aluminiu — Slatina (curba 3) și pentru același aluminiu după ce a suferit un tratament de tensiuni mecanice-ecruisare (curba 4).

Curbele desenate cu „linii" și „linie punct" reprezintă curbele caracteristice ale variației rezistivității cu temperatura pentru probe de aluminiu de puritate 4 N, respectiv 3 N [2] (fig. 1).

Deși valorile rezistivității reziduale ale probelor înainte și după recoacere diferă, la temperaturi peste 80 K, la care rezistivitatea ideală depășește valoare de $0{,}1.10^{-8}$ Ωm, diferențele sînt nesemnificative, ceea ce este explicabil, ținînd seama că rezistivitatea reziduală reprezintă, în acest domeniu de temperaturi, sub 5% din valoarea rezistivității ideale.

Cu valoarea rezistivității la 293 K de $2{,}68 \cdot 10^{-8}$Ωm și valorile la 4,2 K de $0{,}0175 \cdot 10^{-8}$Ωm pentru proba nerecoaptă și $0{,}0048 \cdot 10^{-8}$Ωm pentru proba recoaptă, se obțin valorile raportului rezistenței reziduale RRR = 153 respectiv, RRR = 556.

Proba de la Întreprinderea de aluminiu — Slatina are o rezistivitate reziduală de $0{,}05 \cdot 10^{-8}$Ωm, căreia îi corespunde un raport al rezistenței reziduale RRR = 60, în timp ce după ecruisare, rezistivitatea reziduală a devenit $0{,}18 \cdot 10^{-8}$ Ωm, iar raportul rezistenței reziduale RRR = 20.

Comparînd rezultatele experimentale pentru proba recoaptă cu curbele reprezentative pentru probele de Al de puritate 3 N și 4 N se

poate conchide că puritatea acestei probe de 4 N.

În figura 5 este reprezentată curba rezistivității ideale funcție de temperatură, calculată

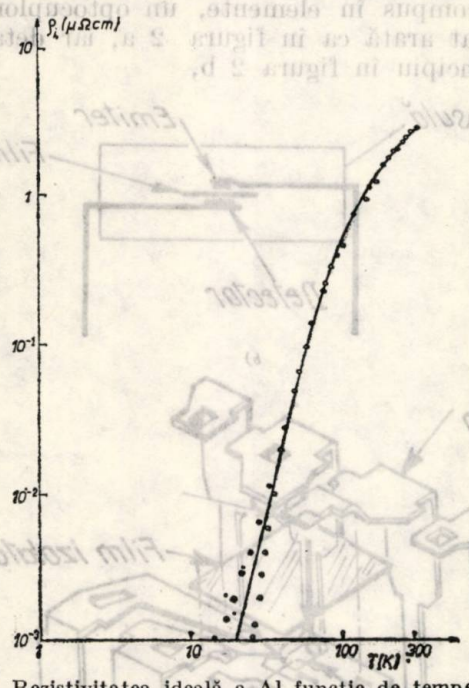


Fig. 5. Rezistivitatea ideală a Al funcție de temperatură: — curba calculată din ecuația Bloch-Grüneisen ($\theta_R = 400°$ K); 0 valorile experimentale pentru proba nerecoaptă; ● valorile experimentale pentru proba recoaptă.

din ecuația Bloch-Grüneisen pentru $\theta_R = 400$ K și $\rho_{273} = 2{,}628 \cdot 10^{-8}$ m.

De asemenea, sînt reprezentate valorile rezistivității ideale, calculate, ținînd seama de legea lui Matthiesen, din diferența dintre valorile rezistivității măsurate la temperatura dată și valorile rezistivității reziduale, pentru probe nerecoapte și pentru proba recoaptă.

La temperaturi peste 80 K, $\rho_i \sim T^{\alpha}$ cu $\alpha = 1{,}5$, valoare care se menține chiar pînă la temperatura camerei, urmînd ca abia peste temperatura camerei să devină 1, adică să înceapă dependența liniară a rezistivității cu temperatura.

La temperaturi între 80 K și 30 K, pentru curba calculată, α este 3, valoare ce corespunde proceselor Umklapp la temperaturi înalte, iar sub 30 K, α devine 4, corespunzător proceselor Umklapp la temperaturi joase.

La temperaturi mai mici decît 30 K, rezistivitatea ideală a probei nerecoapte variază proporțional cu T avînd $\alpha \sim 5$, deci se supune proceselor fononice normale, în timp ce probei recoapte îi corespunde o valoare a lui α de 3, deci se supune proceselor Umklapp la temperaturi înalte.

Analizînd rezultatele prezentate, se poate concluziona că puritatea chimică a probelor obținute de CCPMRP permite obținerea, în urma îndepărtării defectelor de rețea prin recoacere, a unor probe cu RRR = 556.

Tratamentele de recoacere mai prelungite sau la alte temperaturi decît cele menționate nu pot contribui la ridicarea valorii RRR.

Bibliografie

[1] Meaden G. T, Electrical Resistance of Metals (Plenum Press, New York, 1965).

[2] Pawlek, F. Rogalla, D. Metallwissenschft und Technik, **20**, Nr. 9, 1966, p. 949.

[3] Klipping, G. Chem. Ing. Techn. 36 1964, p. 430.

CZ 621.3.016

CUPLOARE OPTOELECTRONICE
APLICAȚII ANALOGICE ȘI DIGITALE

Optocuploarele electronice

ILIE DUNĂ * — București

Introducere

Un dispozitiv optocuplor este alcătuit în principiu dintr-un dispozitiv care emite fotoni și care flux luminos se transmite printr-un mediu transparent și izolant, la un fotodetector.

Practic, sursa de fotoni poate fi un bec incandescent un bec cu neon sau un dispozitiv cu efect luminos tip LED; izolatorul poate fi sticlă, aerul, plastic sau fibre optice. Detecția luminii (detectorul) este o fotodiodă, un fototranzistor sau o fotorezistență.

Pentru a caracteriza comportarea unui astfel de sistem, se definesc o serie de parametri avînd în vedere că emițătorul și detectorul trebuie să se cupleze, adică să aibă o amplificare optimă, un răspuns în timp suficient de rapid, bandă spectrală asemănătoare, proprietăți electrice care să satisfacă cerințele montajului (impedanțe de intrare, ieșire, izolație etc.).

Schema echivalentă a unui cuplor optoelectronic este redată în figura 1; se pot defini următorii parametri importanți pe care un cuplor optoelectronic trebuie să-i realizeze:

a. izolația, care reprezintă tensiunea maximă V_{i-e}, între intrare și ieșire, peste care dispozitivul nu mai rezistă. Această izolație este carac-

* Ing. Dună I. este cercetător științific și doctorand la Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (ICPE) — București.

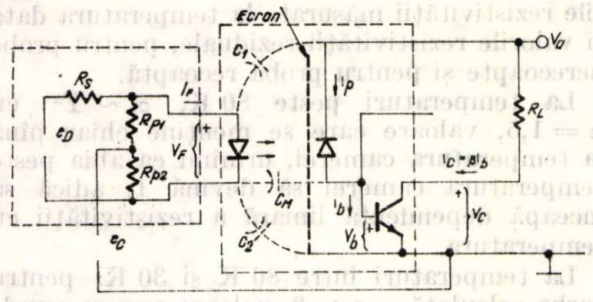


Fig. 1. Schema echivalentă a unui cuplor optoelectronic: e_D — tensiunea electromotoare diferențială (utilă); R_s — rezistența echivalentă a emițătorului; R_{p1}, R_{p2} — rezistențe de minimizare a tensiunii parazite comune; C_1, C_2, C_M — capacități parazite intrinseci; R_2 — rezistență de sarcină; I_p, I_b — curenții de recepție; V_b, V_c — potențialele bazei, respectiv colectorului; I_c — curentul colector; V_a — tensiunea de alimentare.

terizată în principiu, de tensiunea la care încep descărcările parțiale (tip corona), precum și de rezistența R, care reprezintă pierderile dielectricului;

b. rejecția semnalelor parazite comune (termenul englez utilizat: *Common Mode Rejection — CMR*). Cuplorul optoelectronic are avantajul că purtătoarea informației fiind lumina, este foarte puțin influențată pe traseu de interferențe electrice sau magnetice (în cadrul unor anumite limite). Se definește această rejecție prin expresia:

$$R(CMR) = 20 \log \frac{\mathrm{d}I_c/\mathrm{d}_{eD}}{\mathrm{d}I_c/\mathrm{d}_{eC}},$$

c. viteza de răspuns se referă atît la circuitul de intrare (emițător), cît și la cel de ieșire (detector). Două moduri de lucru se disting în utilizări: aplicații digitale, analogice. Viteza de răspuns pentru semnal analog poate fi definită în domeniul timp, ca răspunsul la un semnal treaptă sau în domeniul frecvență pentru banda f_T la 3 dB. Pentru aplicații digitale, se definește timpul de propagare ca timp necesar de la aplicarea unui semnal treaptă la „intrare" pînă cînd „ieșirea" își schimbă starea;

d. cuplajul invers, se referă la posibilitatea sistemului de a înlătura bucla de reacție inversă prin intermediul pămîntului. În general cuploarele optice elimină bucla în c.c., dar permit o oarecare reacție inversă în c.a. Se poate defini un curent de reacție i dat de expresia de mai jos, cu semnificațiile date în figura 1:

$$i = C_R \frac{\mathrm{d}\, e_c}{\mathrm{d}t},$$

unde

$$C_R = C_1 + C_2 + C_M,$$

e. amplificarea reprezintă raportul între curentul de ieșire și cel de intrare în cazul aplicațiilor analogice, respectiv posibilitatea de a asigura un anumit curent la ieșire menținînd o tensiune suficient de mică în starea 0, în cazul aplicațiilor digitale.

Descompus în elemente, un optocuplor încapsulat arată ca în figura 2 a, iar detaliile de principiu în figura 2 b,

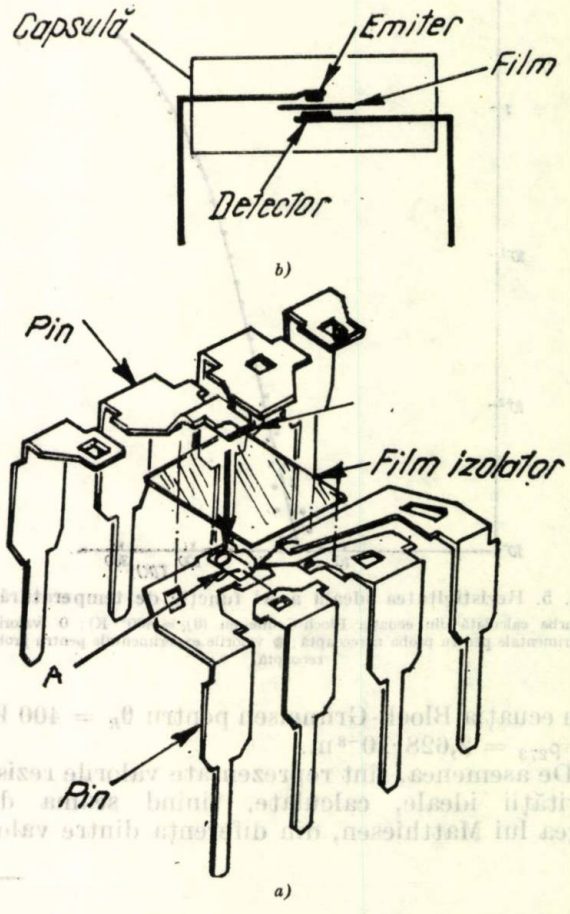


Fig. 2.a — Optocuplor descompus în elemente constructive:
a — detalii de principiu ale unui optocuplor;
b — semnificațiile elementelor, cele date în figură.

Semnificațiile elementelor componente sînt date în figură.

2. Aplicații ale cuploarelor optoelectronice

2.1. *Aplicații analogice*

De multe ori este necesar ca un semnal analog să fie transferat între două sisteme izolate aflate la o mare diferență de potențial sau în prezența unui zgomot perturbator ridicat. Astfel de aplicații posibile sînt telecomanda și telemăsura unor parametri a unor instalații aflate în condiții de izolare totală care fac imposibilă conectarea directă a instrumentelor de măsură. Prin izolare înțelegem aici sisteme aflate în incinte, vidate sau sub presiune, la un potențial electric ridicat, cîmpuri electromagnetice intense, la temperaturi ridicate sau

foarte scăzute etc. Astfel de situaţii se întîlnesc frecvent în construcţia acceleratoarelor de particole tip Van der Graff, echipamente criogenice etc.

Consideraţii economice şi de performanţe impun ca funcţie de aplicaţie, semnalul să fie transmis fie direct sub formă analogică, fie convertit în semnal digital şi apoi izolat.

Schema-bloc a unei astfel de instalaţie de transmisie, este dată în figura 3.

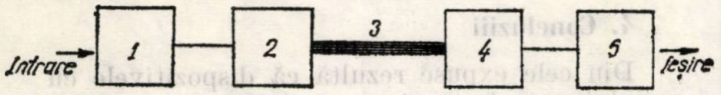


Fig. 3. — Schema bloc a unui sistem de transmisie a datelor folosind cuptoare optoelectronice:

1 — preamplificator şi dispozitiv LED; 2 — interfaţă optică pentru transmisie; 3 — canal de transmisie (fibre optice); 4 — interfaţă optică pentru recepţie; 5 — fotodetector şi amplificator de ieşire.

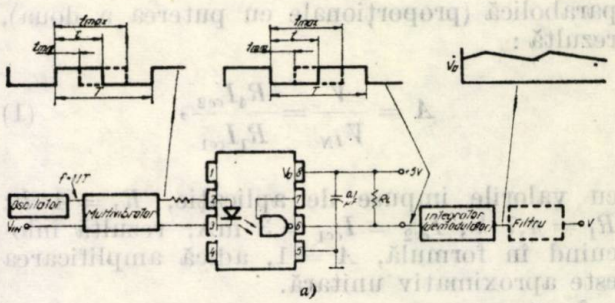
Pentru transmisia semnalelor de c.c., se folosesc scheme de tip servoamplificator sau amplificatoare diferenţiate pentru a îmbunătăţi liniaritatea şi stabilitatea cu temperatura. În cazul transmisiei semnalelor de c.a., se poate folosi un singur cuplor, fixîndu-se punctul de funcţionare în zona liniară a caracteristicii. Trebuie menţionat că erorile de liniaritate ce se întîlnesc la aceste tehnici nu pot fi reduse practic sub 0,1%.

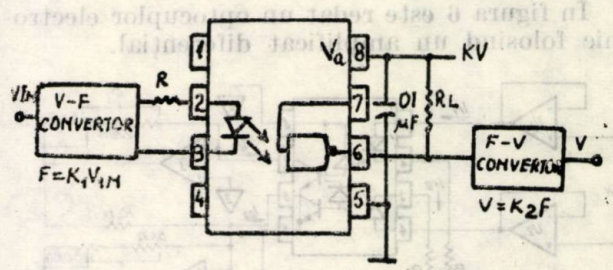
2.2. Aplicaţii digitale

În general, sînt două motive care determină utilizarea tehnicii digitale în transmisia unor date pe de o parte, liniaritatea şi stabilitatea sistemului, pe de alta, faptul că într-o serie de aplicaţii, datele culese sînt convertite digital înainte de a fi procesate de un dispozitiv de calcul digital.

Se disting mai multe tipuri de conversie: analog-digital, cu conversia semnalului analog în durata unui puls dat de un multivibrator (fig. 4 a) şi conversia tensiune-frecvenţă date în figura 4.b.

Ele îşi pot găsi largi posibilităţi de aplicaţie în transmisiile de date prin sisteme multiplexe, unde pămîntul (masa) comună poate crea interferenţe şi închide bucle de reacţie neprevăzute dînd erori de transmisie. Optocuploarele pot permite separarea masei comune ceea ce are ca efect îmbunătăţirea transmisiei, scăderea ratei erorilor. Acest lucru apare pregnant astăzi, cînd frecvenţa de utilizare a reţelelor de calculatoare distribuite cu terminale situate la distanţele foarte mari între ele, impun găsirea unor căi sigure de asigurare a transmisiei, de eliminare a şocurilor datorate acumulărilor de sarcini electrostatice ca rezultat al diverselor părţi în mişcare a unor unităţi periferice.





$$\frac{V}{V_{IN}} = K_1 K_2$$

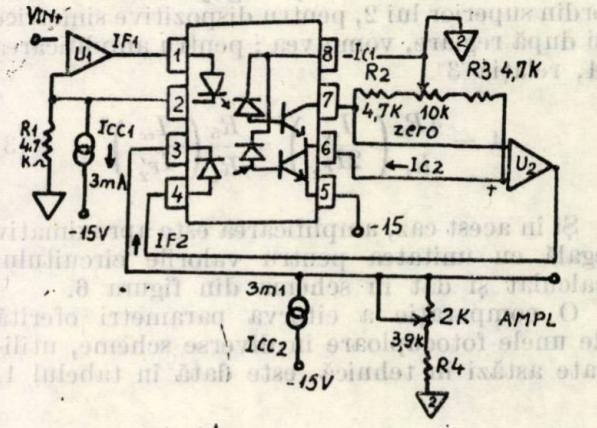
b)

Fig. 4. — Sisteme de conversie folosind multivibrator (4a), şi conversie tensiune-frecvenţă (4b):

t, t_{min}, t_{max}, T — timpi; V_{in} — tensiunea de intrare; V — tensiunea de ieşire; R_L — rezistenţă de sarcină; V_a — tensiunea de alimentare; a_1, a_2, a.

3. Exemple practice de verificare a amplificării la unele circuite cu cuploare optoelectronice

Fie schema cuplorului optoelectronic cu servoamplificator din figura 5.



$$IC1 = K_1 \left(\frac{IF1}{IF'1}\right)^{h1}$$

$$IC2 = K_2 \left(\frac{IF2}{IF'2}\right)^{h2}$$

Fig. 5. — Schema unui cuplor optoelectronic cu servoamplificator.

Calculînd amplificarea în ipoteza existenţei în schemă a unor elemente cu caracteristică

parabolică (proporționale cu puterea a doua), rezultă :

$$A = \frac{V}{V_{IN}} = \frac{R_4 I_{cc2}}{R_1 I_{cc1}}, \quad (1)$$

cu valorile impuse de aplicație, $R_4 = 4\ k$; $R_1 = 4{,}7\ k$; $I_{cc2} = I_{cc1} = 3$ mA, rezultă înlocuind în formulă, $A = 1$, adică amplificarea este aproximativ unitară.

În figura 6 este redat un optocuplor electronic folosind un amplificat diferențial.

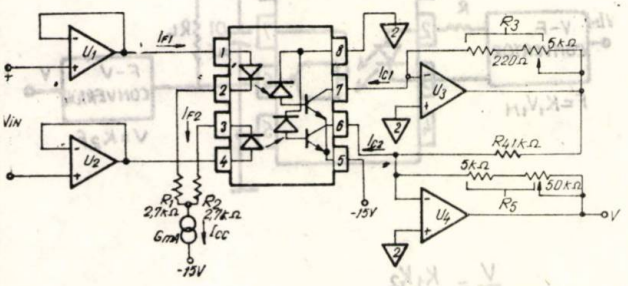


Fig. 6. Schema electrică a unui cuplor optoelectronic cu amplificator diferențial:

V_{in} — tensiunea de intrare; V — tensiunea de ieșire; V_{1-4} — tensiune amplificată; i_{c1}, i_{c2} — curenții de ieșire optocuplor; i_{F1}, i_{F2} — curenții de intrare LED-uri; R_1, R_2...R_n — rezistențe.

Tensiunea de ieșire este dată de :

$$V = R_5 \left(\frac{R_3}{R_4} I_{c1} - I_{c2} \right), \quad (2)$$

După unele calcule și neglijînd termenii de ordin superior lui 2, pentru dispozitive simetrice și după reglare, vom avea : pentru amplificarea A, relația 3

$$A = \frac{4R_5}{R_1} \left(\frac{I_{cc}}{2I_{F_2'}} \right)^2 = \frac{R_5}{R_1} \left(\frac{I_{cc}}{I_{F_2'}} \right)^2. \quad (3)$$

Și în acest caz, amplificarea este aproximativ egală cu unitatea pentru valorile circuitului calculat și dat în schema din figura 6.

O comparație a cîtorva parametri oferită de unele fotocuploare în diverse scheme, utilizate astăzi în tehnică, este dată în tabelul 1.

Tabelul 1

Parametrii unor cuploare optice montate în diverse scheme

Parametrii	Servoamplificator	Amplificator diferențial
Liniaritate	1%	3%
Banda	25 kHz	25 kHz
Ofset	±1 mV/°C	±4 mV/°C
C M R	46 dB la 1 kHz	70 dB la 1 kHz
Izolație	500 V	3 000 V

4. Concluziii

Din cele expuse rezultă că dispozitivele cu cuplaj optoelectronic reprezintă pentru multe aplicații o soluție interesantă, avantajoasă atît prin performanțele sale (izolație, rejecția zgomotului, gabarit, viteza de răspuns), cît și uneori chiar din punct de vedere al costului. În plus, în unele aplicații, unde se cer gabarite reduse, realizarea unor instalații mici, sau care lucrează în condiții deosebite de izolare în sensul definit mai înainte, nu ar fi posibilă fără optocuploare electronice. Deși aparent o utilizare extensivă la etapa actuală a cuploarelor optoelectronice ar părea neeconomică, luarea în considerare a tuturor aspectelor legate de realizarea, întreținerea și depanarea unor astfel de sisteme realizate prin tehnici clasice, ar putea oferi soluții care să cîștige tot mai mult teren în anii viitori.

Un astfel de exemplu l-ar putea constitui utilizarea cuploarelor optoelectronice în cuplarea microprocesoarelor cu unități de memorie și periferice, unde introducerea unor astfel de dispozitive ar reduce considerabil șocul prin hazard al descărcărilor datorate acumulărilor de sarcini electrostatice. Astfel de interfețe între unitățile componente utilizînd transmisii cu fibre optice, au și început deja să fie aplicate la o serie de echipamente de calcul ale unor firme producătoare străine.

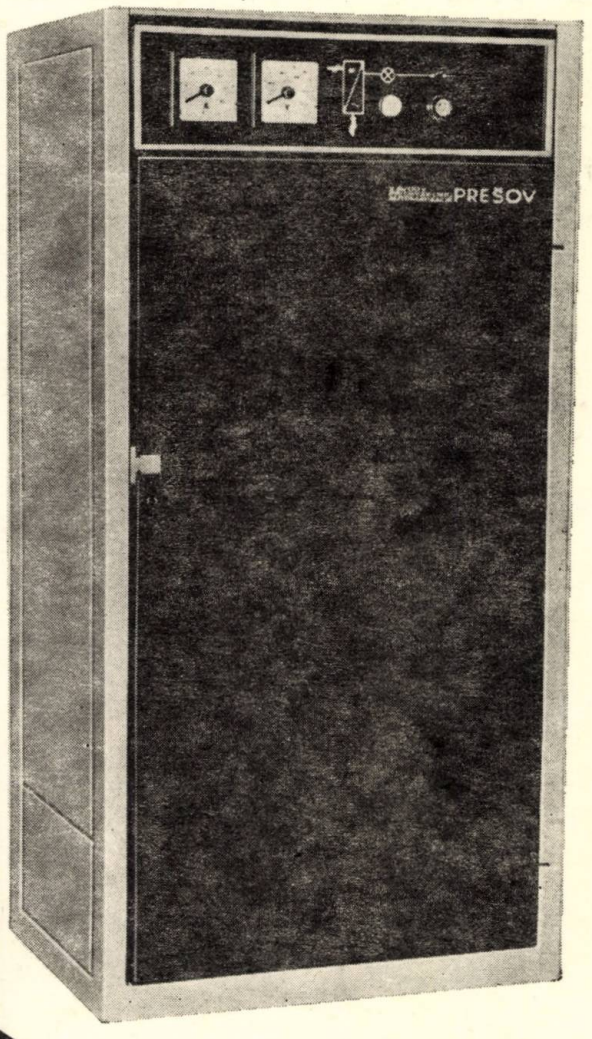
Bibliografie

[1] *Stan Gage* și alții. Optoelectronic Applications Manual. Mc Graw Hill, 1977.
[2] *Kindler, J.* și alții. Optoelectronics. Devices and Applications. World ire, 1973.
[3] *Riddle, G. C.* Bright future for opto-electronics. Electronic Engineering, 1973.
[4] *Sahm, W.* Get to know the optocupler. Electronic Devices, 1975.

IRO

EXPORT IMPORT KOVO
PRAHA CZECHOSLOVAKIA

Jankovcova 2,
170 88 Praga 7,
Cehoslovacia



REGLAREA VITEZELOR DE ROTAȚIE

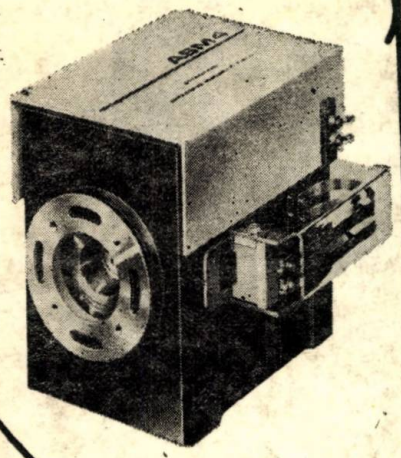
a motoarelor de curent continuu de toate categoriile
viteze de rotație constante
chiar in cazul unor sarcini variabile sau a fluctuațiilor de tensiune de sector, datorită

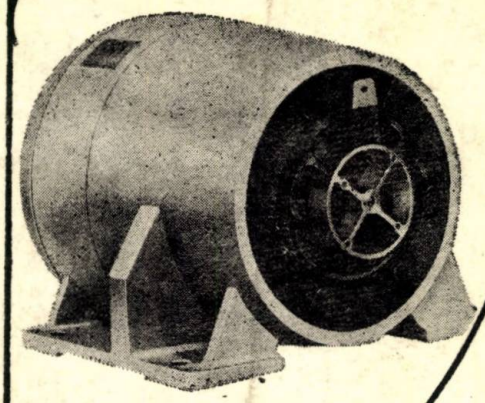
REGULATOARELOR DE VITEZĂ CU TIRISTOR — SERIA IRO

- gama de puteri 0,5-3 kW (alimentare în monofazat) şi 10-60 kW (alimentare în trifazat);
- posibilităţi de frînare, de inversie şi de desexcitare;
- prezentare sub formă de cutie sau de panouri.

Largi aplicaţii la maşinile-unelte, în industria hîrtiei şi textilă pentru comanda maşinilor cu înfăşurări, liniilor de fabricaţie, transportoarelor etc.

PUBLICOM





ASM 4
ASM 5

MOTOARELE LINIARE

sînt componente moderne cunoscute pentru perifericele calculatoarelor electrice.

Tipurile ASM 4 şi ASM 5 au aplicaţii interesante peste tot ca unităţi de antrenare a capetelor magnetice încorporate în memoriile cu disc.

Motorul ASM 4 posedă valoarea constructorului său, datorită studierii sale aprofundate şi caracteristicilor sale în afara seriei şi a unei medalii de aur la Tîrgul internaţional din Leipzig 1975.

Versiunea ASM 5 este o variantă mai puternică, destinată memoriilor multidisc.

EXPORT IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA
Jankovcova 2,
170 88 Praga 7,
Cehoslovacia

PUBLICOM